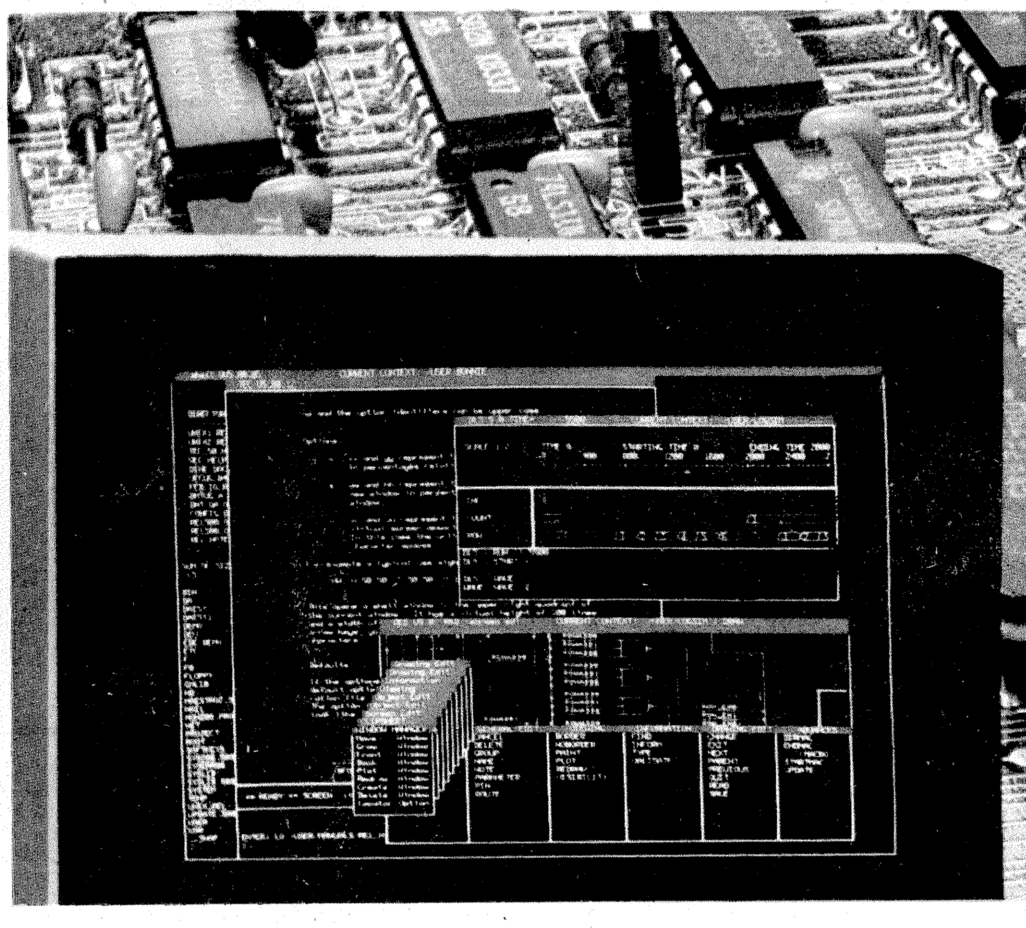
Tehnium

REVISTĂ LUNARĂ EDITATĂ DE C.C. AL U.T.C. ANUL XIX - NR. 217 12/88

CONSTRUCȚII PENTRU AMATORI

SUMAR



CONSTRUCȚIA TRANSFORMATOARELOR PE TORURI DE FERITĂ

(CITIȚI ÎN PAG. 6—7)

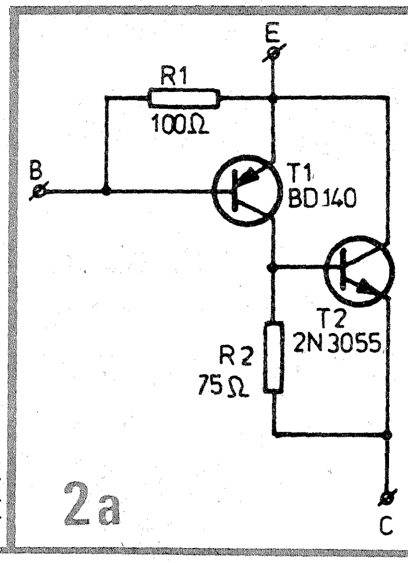
ADRESA REDACȚIEI: TEHNIUM-BUCUREȘTI, PIAȚA SCÎNTEII NR. 1, COD 79784 OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON 17 60 10, INT. 2059, 1151

PREȚUL 3 LEI

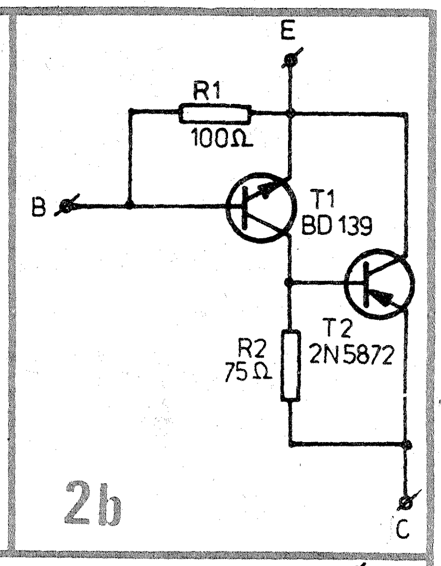
CT

LUCRAREA PRACTICĂ DE BACALAUREAT

ETAJUL FINAL AL AMPLIFICATORULUI DE AUDIOFRECVENȚĂ



2a



2b

Ing. EMIL MARIAN

Diversitatea soluțiilor constructive ale amplificatoarelor de audiofrecvență, atît în ceea ce privește schema electrică aleasă, cît și realizarea practică propriu-zisă, solicită în mod permanent atenția constructorilor amatori, dornici de perfecționarea continuă a aparatajului aflat în dotarea proprie. Asimilarea recentă, în fabricația de serie autohtonă, a unor componente electrice cu performanțe din ce în ce mai bune face posibilă abordarea unor montaje care se încadrează cu ușurință în normele HI-FI.

Una din cele mai importante părți ale amplificatorului de audiofrecvență este etajul final. Funcțiile esențiale ale etajului final sînt următoarele:

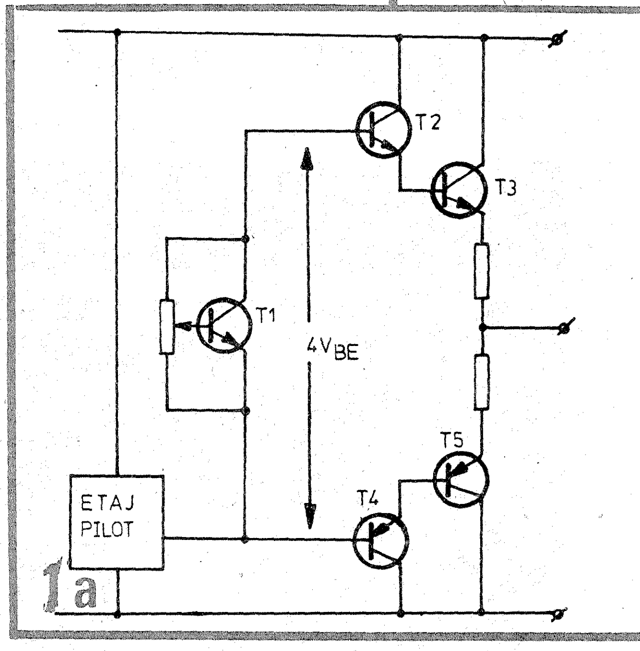
— preluarea semnalului de audiofrecvență de la etajul pilot care a realizat amplificarea în tensiune a semnalului audio util;

— amplificarea în curent, deci practic în putere, a semnalului audio furnizat de etajul pilot;

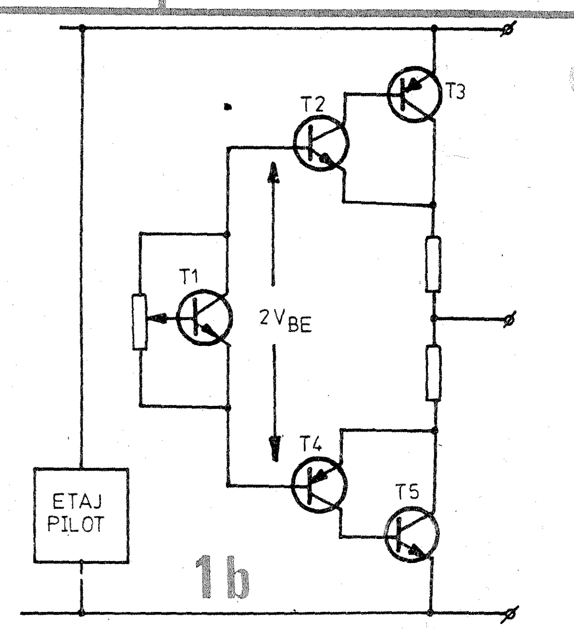
— adaptarea impedanței de ieșire a amplificatorului de putere cu impedanța de sarcină, respectiv impedanța incintei electroacustice;

— furnizarea unei părți din semnalul de ieșire amplificat blocului de reacție, în scopul controlului permanent al amplificării semnalului util.

Din considerentele menționate anterior, etajul final are de cele mai multe ori o configurație de tip repetor pe emitor, fapt confirmat de soluțiile constructive alese pentru majoritatea amplificatoarelor de audiofrecvență de putere. Pentru obținerea unui randament maxim, în mod frecvent se alege funcționarea etajului final în clasa AB, deci practic există o combinație de două secțiuni de tip repetor pe emitor. Este cunoscut faptul că un tranzistor de putere cu cît lucrează cu curenți mai mari, cu atît are un factor de amplificare în curent de valoare mai redusă ($h_{21E} = 20 \div 40$). În tabelele 1 și 2 sînt prezentate o serie de tranzistoare de putere, aflate majoritatea în producție de serie, iar unele în curs de asimilare la I.P.R.S. — Băneasa.



1a



1b

Analizînd tabelul cu performanțe electrice, se observă imediat valabilitatea afirmației anterioare. Deoarece etajul pilot lucrează cu un curent de ordinul miliamperilor, iar pentru tranzistoarele finale ale unui amplificator de audiofrecvență de putere este necesar un curent de comandă de ordinul sutelor de miliamperi, în mod frecvent se recurge la folosirea unui montaj de tip dublet sau triplet, cu un amplasament similar cu cel prezentat în figura 1. Se observă că varianta din figura 1b este mai avantajoasă, deoarece ea permite polarizarea etajului final cu o sursă de tensiune continuă de valoare mult mai redusă decît în varianta 1a. Excursia în tensiune a etajului pilot prezintă în cele două cazuri următoarele valori:

$$\Delta U_a = U_A - U_{SAT} - 4V_{BE}$$
$$\Delta U_b = U_A - U_{SAT} - 2V_{BE}$$

unde: ΔU — excursia în tensiune a etajului pilot;

U_A — tensiunea de alimentare;

U_{SAT} — tensiunea de saturație a tranzistorului final din etajul pilot;

V_{BE} — tensiunea bază-emitor a unui tranzistor.

Se observă imediat inegalitatea $\Delta U_a < \Delta U_b$. Deoarece ΔU_b reprezintă limitele tensiunii alternative a semnalului audio util, care se regăsește la ieșirea etajului final, varianta de polarizare din figura 1b permite obținerea unei puteri mai mari, deci este mai avantajoasă. Din aceste considerente majoritatea etajelor finale sînt realizate în varianta 1b.

De multe ori constructorul amator întîmpină dificultăți la construcția etajului final datorită imposibilității de a-și procura unul din tranzistoarele finale de tip pnp. Această dificultate se poate elimina folosind un montaj adecvat, în care funcționarea unui tranzistor de putere de o anumită structură să poată fi echivalentă cu funcționarea altui tranzistor de putere de structură opusă.

COD	U_{CEO} (V)	I_C (A)	P_{tot} (W)	h_{FE}/I_C	U_{CESAT}/I_C	f_r (MHz)	TIP	CAPSULĂ	OBS.
BD142	45	15	117	12/4	1,1/4	0,8	npn	T03	
BD181	45	15	117	20/3	1/3	0,8	npn	T03	
BD182	60	15	117	20/4	1/4	0,8	npn	T03	
BD183	80	15	117	20/3	1/3	0,8	npn	T03	
BDY29	75	30	220	15/15	1,2/15	—	npn	T03E	
BDY37	140	16	150	15/8	1,4/8	—	npn	T03	
SDM5013	160	15	150	1000/4	2/4	1	npn	T03E	DARLINGTON
SDM5014	100	15	150	750/4	3/10	1	npn	T03E	—„—
SDM5015	120	15	150	750/4	3/10	1	npn	T03E	—„—
SDM5016	140	15	150	750/4	3/10	1	npn	T03E	—„—
SDM5017	160	15	150	750/4	3/10	1	npn	T03E	—„—
2N1487	40	6	75	15/1,5	3/1,5	0,8	npn	T03	
2N1488	55	6	75	15/1,5	3/1,5	0,8	npn	T03	
2N1489	40	6	75	25/1,5	1,4/1,5	0,8	npn	T03	
2N1490	55	6	75	25/1,5	1,4/1,5	0,8	npn	T03	
2N3054	55	4	25	25/0,5	1/0,5	0,8	npn	T066	
2N3441	140	3	25	25/0,5	1/0,5	0,2	npn	T066	
2N3442	140	10	117	20/3	1,2/3	0,8	npn	T03	
2N4347	120	5	100	15/2	1,2/2	0,8	npn	T03	
2N4348	120	10	120	15/5	1/5	0,8	npn	T03	
2N3771	40	30	150	15/15	2/15	—	npn	T03	
2N3772	60	20	150	15/10	1,4/10	—	npn	T03	
2N3773	140	16	150	15/8	1,4/8	—	npn	T03	
2N5871	60	7	115	20/2,5	1/4	4	npn	T03	
2N5871/1	45	7	115	20/2,5	1/4	4	pnp	T03	
2N5871/2	45	7	80	20/2,5	1,2	2,5	pnp	T03	

1

În figura 2 se prezintă așa-numiții „dubleți“ în conexiune super-G, care împreună cu două rezistențe amplasate corespunzător permit echivalarea menționată. Deoarece conexiunea super-G implică un factor de amplificare foarte mare ($\beta_{ECH} \approx \beta_1 \cdot \beta_2$), s-au amplasat cele două rezistențe R_1 și R_2. Ele blochează parțial cele două tranzistoare și în același timp permit obținerea unui curent rezidual I_{CEO} de valoare redusă. În acest fel β_{ECH} și I_{CEO} ale dubletului prezintă valori foarte asemănătoare cu ale tranzistorului echivalent.

În figura 2a este prezentată schema electrică pentru un tranzistor pnp de putere (complementarul lui 2N3055), iar în figura 2b schema electrică echivalentă a unui tranzistor npn de putere. Pentru ambele variante $\beta_{ECH} \approx 50$, iar $I_{CEO} \approx 4\ \mu A$.

În vederea obținerii unei amplificări de curent și mai mari (etaje finale de 60—100 W) se folosesc schemele de tipul „triplet“, care includ în schema electrică trei tranzistoare și o serie de rezistențe amplasate corespunzător.

În figura 3 este prezentată schema electrică a unui triplet de tip pnp — varianta 1, în figura 4 este prezentată schema electrică a unui triplet pnp — varianta 2, iar în figura 5 este prezentată schema electrică a unui triplet de tip npn.

Rezistența R_E se amplasează obligatoriu, în scopul realizării unei reacții negative de curent, care, deși reduce din puterea totală a tripletului, prezintă următoarele avantaje:

— previne ambalarea termică a tranzistorului final de putere;

— reduce factorul de distorsiuni THD;

— reduce posibilitatea de apariție a unor oscilații nedorite în etajul final;

— reduce diferențele în ceea ce privește timpii de comutație ai celor două structuri echivalente npn și pnp, îmbunătățind funcționarea etajului final la frecvențe ridicate.

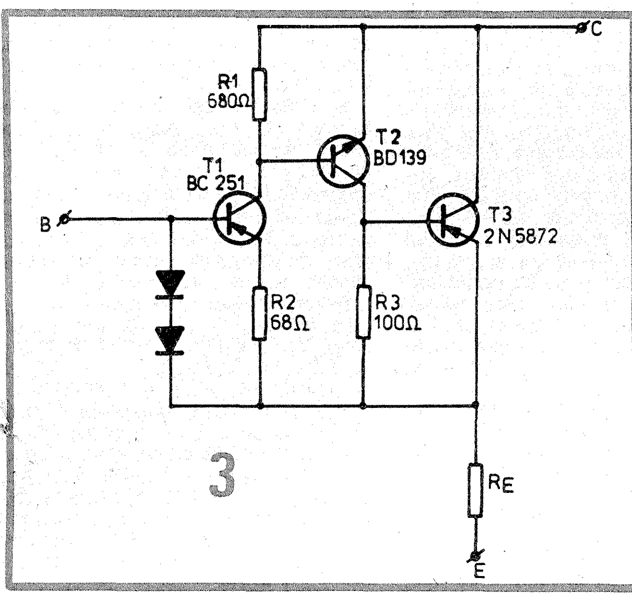
Valoarea rezistenței R_E se calculează în funcție de puterea etajului final, avîndu-se în vedere ca în momentul debitării puterii nominale de către acesta, tensiunea la bornele ei să fie de cca $0{,}6 \div 0{,}7$ V.

În tabelul 3 se prezintă valorile rezistenței R_E în funcție de puterea etajului final, atunci cînd impedanța incintei acustice are valoarea de 4 Ω, iar în tabelul 4 valorile în cazul în care impedanța incintei este de 8 Ω. Valorile sînt date pentru o serie de puteri normalizate din gama 10 W ÷ 100 W. În aceleași tabele se prezintă valorile eficace ale tensiunii de ieșire V_{RMS}, valorile vîrf la vîrf V_{vv} ale tensiunii de ieșire și valorile maxime I_M ale curentului debitat de etajul final, în momentul în care amplificatorul debitează puterea nominală.

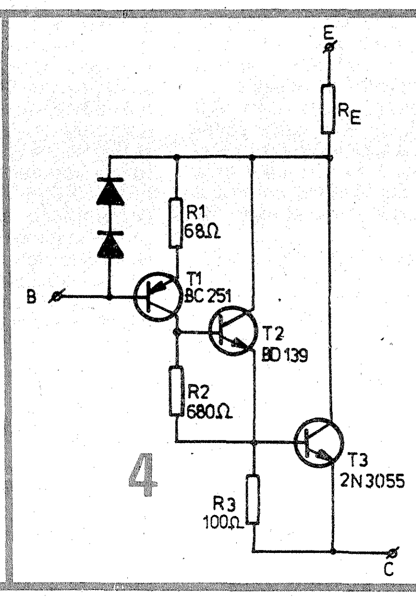
Folosind aceste date, constructorul amator poate dimensiona cu ușurință o serie de elemente proprii etajului final, și anume tensiunea de alimentare, protecția (electronică sau cu siguranțe fuzibile), tensiunea la care se acționează CLIPPING-ul etc.

COD	U_{CEO} (V)	I_C (A)	P_{tot} (W)	h_{FE}/I_C	U_{CESAT}/I_C	f_T (MHz)	TIP	CAPSULĂ	OBS.
2N5874	80	7	115	20/2,5	1/4	4	npn	TO3	TRANZISTOARE ÎN CURS DE ASIMILARE
2N5874A	100	7	115	20/2,5	1,1/3	4	npn	TO3	
2N5874B	120	7	115	20/2,5	1,1/3	4	npn	TO3	
2N5875	60	10	150	20/4	1/5	4	pnp	TO3	
2N5876	80	10	150	20/4	1/5	4	pnp	TO3	
2N5877	60	10	150	20/4	1/5	4	npn	TO3	
2N5878	80	10	150	20/4	1/5	4	npn	TO3	
BUX10A	125	25	150	10/20	1,2/20	25	npn	TO3	
BUX11A	200	20	150	10/12	1,5/12	25	npn	TO3	
BUX12A	250	20	150	10/10	1,5/10	25	npn	TO3	
BUX40A	125	20	120	8/15	1,6/15	25	npn	TO3	
BUX41A	200	15	120	8/8	1,6/8	25	npn	TO3	
BUX42A	250	10	120	8/6	1,6/6	25	npn	TO3	
2N6653	300	20	150	10/15	0,6/15	25	npn	TO3	
2N6653/1	300	20	150	10/15	0,8/15	25	npn	TO3	
2N6653/2	300	15	150	10/10	0,8/10	25	npn	TO3	
2N6653/3	300	10	125	10/7	0,8/7	25	npn	TO3	
2N6653/4	300	7	125	10/5	0,8/5	25	npn	TO3	
2N6653A	300	16	188	10/12	0,8/12	25	npn	TO3	
2N6653B	300	12	188	10/8	0,8/8	25	npn	TO3	
2N6654	350	20	150	10/15	0,6/15	25	npn	TO3	
2N6654/1	350	20	150	10/15	0,8/15	25	npn	TO3	
2N6654/2	350	15	150	10/10	0,8/10	25	npn	TO3	
2N6654/3	350	10	125	10/7	0,8/7	25	npn	TO3	
2N6654/4	350	7	125	10/5	0,8/5	25	npn	TO3	
2N6654/A	350	16	188	10/12	0,8/12	25	npn	TO3	
2N6654/B	350	12	188	10/8	0,8/8	25	npn	TO3	
2N6655	400	20	150	10/15	0,8/15	25	npn	TO3	
2N6338A	100	20	150	12/25	1,8/25	40	npn	TO3	
2N6339A	120	30	150	12/25	1,8/25	40	npn	TO3	
2N6340A	140	30	150	12/25	1,8/25	40	npn	TO3	
2N6436A	80	30	150	12/25	1,8/25	40	pnp	TO3	
2N6437A	100	30	150	12/25	1,8/25	40	pnp	TO3	
2N6438A	120	30	150	12/25	1,8/25	40	pnp	TO3	

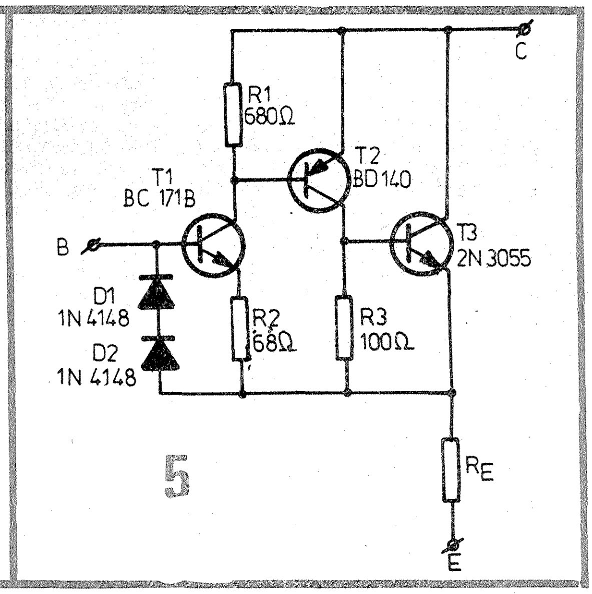
2



3



4



5

TABELUL 3

P (W)	10	20	30	40	50	60	80	100
V_{RMS} (V)	6,32	8,94	10,95	12,65	14,14	15,49	17,88	20
R_E (Ω)	0,47	0,33	0,27	0,22	0,22	0,18	0,15	0,15
$2V_{RE}$ (V)	1,48	1,475	1,477	1,39	1,55	1,39	1,34	1,5
V_{VV} (V)	17,87	25,28	30,97	35,77	39,98	43,8	50,56	56,56
I_M (A)	1,58	2,235	2,737	3,16	3,54	3,87	4,47	5

TABELUL 4

P (W)	10	20	30	40	50	60	80	100
V_{RMS} (V)	8,94	12,65	15,49	17,88	20	21,9	25,3	29,28
R_E (Ω)	0,68	0,47	0,39	0,33	0,27	0,27	0,22	0,22
$2V_{RE}$ (V)	1,5	1,48	1,5	1,475	1,35	1,47	1,39	1,55
V_{VV} (V)	25,28	35,77	43,8	50,56	56,56	61,93	71,54	79,97
I_M (A)	1,11	1,58	1,93	2,235	2,5	2,73	3,162	3,535

Exemplu de calcul

Date inițiale: $P = 30$ W; $Z = 4\ \Omega$.

$V_{RMS} = \sqrt{PZ} = \sqrt{30\ W \cdot 4\ \Omega} = 10{,}95$ V;

$V_{VV} = 2\sqrt{2} \cdot V_{RMS} = 2\sqrt{2} \cdot 10{,}95\ V = 30{,}97$ V;

$I_M = \frac{V_{RMS}}{Z} = \frac{10{,}95\ V}{4\ \Omega} = 2{,}74$ A;

$R_E = \frac{0{,}7\ V}{I_M} = \frac{0{,}7\ V}{2{,}7\ A} = 0{,}255\ \Omega$ (se alege $R_E = 0{,}27\ \Omega$);

$V_{RE} = I_M \cdot R_E = 2{,}74\ A \cdot 0{,}27\ \Omega = 0{,}74$ V.

$V_A = V_{vv} + V_{CESATT1} + V_{CESATT2} + 2V_{RE}$,

unde: V_{CESATT} = tensiunea de saturație a tranzistorului final (la curentul I_M);

V_{RE} = tensiunea la bornele rezistenței R_E;

V_A = tensiunea de alimentare a amplificatorului:

Dacă se găsesc valorile:

$V_{CESATT1} = 1{,}5$ V

$V_{CESATT2} = 1{,}5$ V

rezultă $V_A = 30{,}97\ V + 1{,}5\ V + 1{,}5\ V + 2 \times 0{,}74\ V = 35{,}45$ V.

În mod practic, la valoarea V_A calculată se adaugă $2 \div 3$ V pentru a avea o rezervă de putere.

Folosind datele din tabelele 3 și 4 se determină cu ușurință puterea nominală a unui amplificator, cunoscînd impedanța incintei acustice și măsurînd tensiunea V_{RMS}. Determinarea se face obligatoriu folosind un semnal de intrare sinusoidal.

INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ

SURSE DE CURENT CONSTANT

(URMARE DIN NR. TRECUT)

4. **Modalități de realizare practică**

Un prim procedeu de realizare a unei surse de curent constant este chiar acela rezultat din proprietatea definitorie (vezi paragraful 2), adică utilizarea unui generator de tensiune continuă E cu rezistența internă r foarte mare (în comparație cu rezistența de sarcină R). Pentru obținerea valorii dorite a curentului, I_o, este suficient să alegem $E=r \cdot I_o$, conform relației (8). Deoarece generatoarele uzuale de tensiune continuă au impedanța internă joasă, o putem neglija practic pe aceasta, introducînd în serie cu ele rezistența dorită r.

Metoda oferă rezultate bune, dar prezintă inconvenientul de a opera adeseori cu valori foarte mari de tensiune, care, pe de o parte, sînt incomod de obținut, iar pe de altă parte, pot ridica probleme suplimentare de izolație, protecție etc. De exemplu, o sursă $I_o=1$ mA realizată după acest procedeu necesită o tensiune E=500 V pentru r=500 kΩ, o tensiune E=1 000 V pentru r= 1 MΩ și așa mai departe.

Din acest motiv se preferă în practică ocolirea metodei „directe", apelîndu-se la alte soluții, bazate în general pe proprietățile neliniare ale dispozitivelor semiconductoare.

Să considerăm, pentru început, montajul din figura 13, care conține un tranzistor T (pnp) pe post de amplificator în curent continuu. Vom exploata proprietatea tranzistorului de a avea un curent de colector I_C aproximativ egal cu curentul de emitor, I_E, și independent de tensiunea bază-colector. Prin urmare, dacă vom „fixa" curentul de emitor la valoarea dorită, aproximativ același curent va traversa și rezistența de sarcină R din colector, indiferent de valoarea acestei rezistențe, respectiv de căderea de tensiune pe ea, bineînțeles atît timp cît tensiunea colector-emitor rămîne suficientă pentru funcționarea normală a tranzistorului.

„Fixarea" curentului de emitor o putem face prin polarizarea adecvată a bazei. De exemplu, dacă presupunem tensiunea de alimentare E constantă și dacă alegem rezistențele divizorului R_1—R_2 astfel încît curentul de bază I_B să fie neglijabil în comparație cu curentul prin divizor, realizăm un potențial constant al bazei, cu valoarea:

$$u_B = ER_2/(R_1 + R_2) \quad (17)$$

Potențialul emitorului, mai mic decît cel al bazei cu u_{BE} (căderea de tensiune pe joncțiunea bază-emitor), va căpăta astfel valoarea constantă:

$$u = u_B - u_{BE} \approx ER_2/(R_1 + R_2) - 0{,}6\ V \quad (18)$$

determinînd la rîndul său un curent constant prin rezistența R_3 din emitor,

$$I_E = u/R_3 \quad (19)$$

În circuitul de colector, unde este plasată sarcina R, vom obține practic același curent constant,

$$I_C \approx I_E \quad (20)$$

cu condiția ca tranzistorul utilizat să aibă o amplificare suficient de mare în curent (să putem neglija pe I_B).

Sursa astfel realizată va asigura un curent aproximativ constant prin sarcina R numai atît timp cît căderea de tensiune pe aceasta, U, rămîne mai mică decît diferența E—u, astfel încît să mai avem căderea corespunzătoare colector-emitor pe tranzistor. Prin urmare, sursa este prevăzută cu limitare internă a tensiunii la bornele rezistenței de sarcină.

În principiu, problema pare rezolvată, dar circuitul simplu din figura 13 prezintă cîteva neajunsuri practice, între care: necesitatea alimentării montajului cu o tensiune E strict constantă; realizarea unui aranjament de valori care să permită neglijarea curentului din bază, I_B, atît în comparație cu curentul prin divizorul R_1—R_2, cît și în raport cu curentul constant dorit (ultima condiție mai greu de îndeplinit la curenți mici); menținerea constantă a temperaturii de lucru sau reetalonarea sursei pentru fiecare temperatură în parte, ținînd cont de variația cu temperatura a căderii de tensiune u_{BE}, implicit a curenților I_E și I_C.

Un prim pas spre ameliorarea montajului îl constituie înlocuirea rezistenței R_2 din divizor printr-o diodă Zener, D_Z. Se înlătură astfel condiția ca tensiunea de alimentare E să fie strict constantă, obținîndu-se în baza tranzistorului un potențial U_Z, iar în emitor potențialul U_Z—u_{BE}, unde U_Z este tensiunea nominală a diodei Zener.

În figura 14 este prezentată această soluție, cu o mică modificare suplimentară: în seria cu dioda Zener D_Z s-a mai introdus o diodă obișnuită D, cu rolul de a compensa variațiile cu temperatura ale tensiunii u_{BE}.

Într-adevăr, dacă tranzistorul T și dioda D sînt cu siliciu și dacă facem un aranjament practic care să le asigure o temperatură comună de funcționare, variațiile cu temperatura ale căderilor de tensiune U_D (pe diodă în direct) și u_{BE} — reprezentînd cca −2,2 mV/°C — vor fi aproximativ egale și se vor compensa astfel reciproc în bună parte. Mai mult, tensiunile U_D și u_{BE} fiind aproximativ egale, potențialul în emitorul tranzistorului devine:

$$u = U_Z + U_D - u_{BE} \approx U_Z \quad (21)$$

iar curentul constant rezultat are practic valoarea

$$I = u/R_3 \approx U_Z/R_3 \quad (22)$$

foarte ușor de controlat prin alegerea adecvată a mărimilor U_Z (notată în schemă U_{DZ}) și R_3.

Soluția descrisă (fig. 14) este larg răspîndită în montajele electronice și poate da rezultate foarte bune, mai ales atunci cînd tensiunea de alimentare E nu prezintă variații relative prea mari și cînd dioda Zener D_Z este selecționată pentru coeficient de temperatură cît mai scăzut (se alege de preferință o tensiune nominală U_Z în jur de 5 V, știut fiind faptul că în această zonă coeficientul de temperatură are, teoretic, valori minime). Pentru aplicații mai pretențioase se poate apela și la „împerecherea" prealabilă a diodei D cu tranzistorul T (valori U_D și u_{BE} cît mai apropiate și la fel variabile), eventual chiar la stabilizarea prealabilă a tensiunii de alimentare, E. Cu astfel de precauții, sursa poate asigura ușor precizii mai bune de ±1%.

O variantă ingenioasă de sursă de curent constant este cea din figura 15, care are structură de dipol (numai două borne, A și B) și se utilizează în serie cu rezistența de sarcină R (nefigurată, conectată la oricare din capete) și în serie cu sursa de tensiune continuă de alimentare, E. Pentru funcționarea corectă, tensiunea de alimentare trebuie aleasă astfel încît căderea internă pe dipol să fie cu cel puțin 2 V mai mare decît suma tensiunilor Zener ale diodelor D_{Z1} și D_{Z2}.

De exemplu, să presupunem că am proiectat sursa pentru curentul constant I_o = 5 mA și pentru o rezistență de sarcină R variabilă în plaja 0 ÷ 1 kΩ. Căderea de tensiune maximă pe sarcină va fi deci $U_{max} = I_o \cdot R_{max}$ = 5 mA·1 kΩ = 5 V. Dacă utilizăm în dipol diode Zener identice de 4,7 V (PL4V7Z), tensiunea de alimentare E va trebui să fie de cel puțin E = 2·4,7 V + 2 V + 5 V = = 16,4 V (practic vom lua E = 18 ÷ ÷ 24 V).

Analizînd schema, observăm că ea este compusă, de fapt, din două surse de curent de tipul celei din figura 14, de polarități opuse și conectate „în paralel", dar cu o anumită condiționare reciprocă. Într-adevăr, ansamblul T_1, D_{Z1}, D_1, R_1 constituie o sursă care injectează un curent constant prin grupul D_{Z2} — D_2, iar ansamblul T_2, D_{Z2}, D_2, R_2 formează o sursă opusă care furnizează un curent constant grupului D_{Z1} — D_1. Prin circuitul serie format din sursa de tensiune E, rezistența de sarcină R și dipolul din figura 15 va circula un curent constant egal cu suma curenților debitați de cele două surse opuse.

Acest artificiu prezintă marele avantaj de a stabiliza automat căderile de tensiune pe diodele Zener și pe diodele înseriate cu ele, ceea ce se traduce prin reducerea substanțială a sensibilității montajului la variațiile tensiunii de alimentare E. Cu prețul complicării evidente a schemei — practic dublarea componentelor față de montajul precedent —, se pot obține astfel performanțe foarte bune, după cum vă veți convinge experimental.

Relațiile de calcul sînt cele prezentate anterior, mai precis căderea de tensiune pe R_1 este practic egală cu U_{Z1}, iar cea pe R_2 practic egală cu U_{Z2} prin alegerea diodelor Zener (în jur de 5 V) și a rezistențelor R_1 și R_2 se stabilesc cei doi curenți componenți, suma lor reprezentînd curentul constant dorit.

Exemplu. Pentru a obține un curent constant I_o = 10 mA, putem alege T_1 = BC177, T_2 = BC107, DZ_1 = = DZ_2 = PL5V1Z, D_1 = D_2 = = 1N4001, $R_1 = R_2$ = 1 kΩ și R_3 = = 4,7 ÷ 10 MΩ. Tensiunea minimă de alimentare, E, o vom stabili în funcție de plaja de variație a rezistenței de sarcină R. De exemplu, pentru R = 0 ÷ 500 Ω, căderea maximă de tensiune pe sarcină va fi U = 10 mA · 500 Ω = 5 V, deci vom putea lua E = 2·5,1 V+5 V+2 V = = 17,2 V (practic 18 ÷ 24 V). După realizarea de probă a montajului se retușează fin rezistențele R_1, R_2 pentru a obține valoarea I_o dorită.

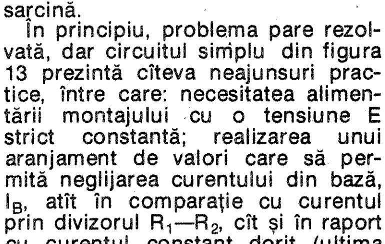
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de fiz A. MĂRCULESCU

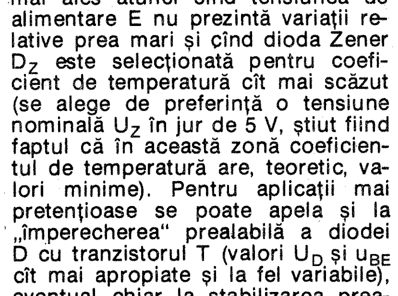
TESTER

Montajul propus în continuare se dovedește foarte util atunci cînd avem de sortat, implicit de împerecheat un număr mai mare de diode redresoare (sau diode de referință în direct) după căderea de tensiune pe ele la o anumită intensitate dorită a curentului. Mai mult, prin dimensionarea adecvată a componentelor, se pot trasa cu ajutorul lui caracteristicile curent-tensiune ale diodelor sau LED-urilor în plaja de tensiune (curent) care ne interesează.

Soluția clasică a problemei este schematizată în figura 1. Se realizează un circuit serie de alimentare a diodei (LED-ului), în care se intercalează un miliampermetru, mA, o rezistență fixă, R, pentru limitarea curentului la o anumită valoare maximă, precum și un element reglabil — potențiometrul P — care să permită ajustarea precisă a curentului în plaja preconizată. Dioda D (sau LED-ul) de verificat se conectează



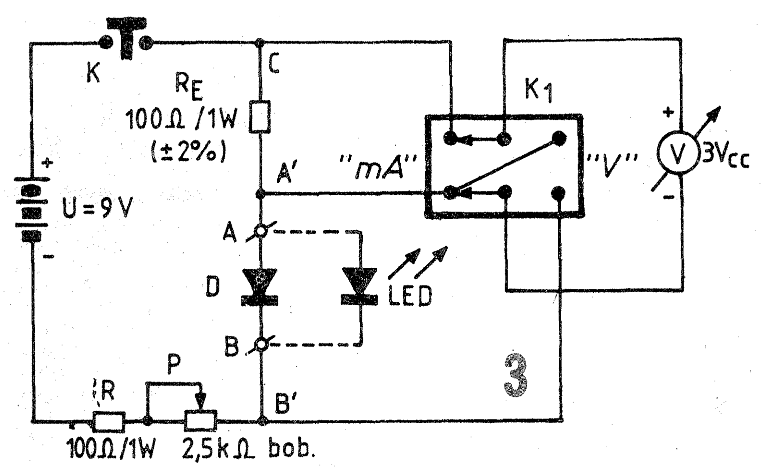
la bornele A—B, cu polaritatea indicată (în sensul direct de conducție), iar în paralel, între punctele A'—B', este plasat voltmetrul V de tensiune continuă, pus pe un domeniu adecvat (de regulă, domeniul de 3 V). În circuitul serie a mai fost prevăzut și un întrerupător K, preferabil de tip



buton cu revenire, care va fi închis (apăsat) numai după conectarea diodei la bornele A—B.

Acest montaj simplu prezintă însă o serie de neajunsuri, dintre care vom menționa necesitatea utilizării simultane a două instrumente de măsură, precum și riscul suportat de voltmetru atunci cînd se apasă butonul K fără diodă la bornele A—B (sau în cazul unei diode întrerupte ori conectate invers), cînd voltmetrul va „vedea" practic întreaga tensiune de alimentare U.

Constructorii începători care dispun de un singur multimetru îl pot folosi, desigur, în acest scop, dar intervin repetate comutări de domenii mA — V, întreruperi și reînchideri ale circuitului serie, mutări ale bornelor de măsurare din serie în paralel și invers, operații obositoare și în



3

același timp riscante (crește considerabil probabilitatea de a greși, de exemplu de a uita multimetrul pus pe miliampermetru și a-l conecta astfel în circuit pe post de voltmetru).

Cu o mică modificare a schemei, sugerată în figura 2, putem însă substitui miliampermetrul tot printr-un voltmetru, ba chiar putem aranja astfel ca ambele voltmetre să opereze pe același domeniu de sensibilitate. Artificiul constă în introducerea în circuitul serie a unei rezistențe suplimentare, R_E, cu rolul de traductor de curent. Intensitatea I a curentului va fi astfel măsurată indirect, cu voltmetrul V_1, prin intermediul căderii de tensiune pe rezistența R_E, $I=U_E/R_E$, iar tensiunea pe diodă va fi indicată direct de voltmetrul V_2. Pentru a putea folosi comod un singur instrument (fără comutări repetate de domenii), este suficient să dimensionăm rezistența R_E astfel ca tensiunea U_E la bornele sale să nu depășească, în plaja dorită de curent, valoarea maximă scontată pentru tensiunea U_D. De exemplu, dacă ne propunem să măsurăm tensiuni U_D de maximum 3 V, vom alege pentru ambele voltmetre domeniul de 3 Vc.c. și vom lua R_E = 3 V/Imax, unde Imax este limita superioară a plajei de curent. De pildă, pentru Imax = 30 mA va rezulta R_E = 100 Ω (rezistență de precizie).

Modul de lucru în noua variantă a schemei s-a simplificat, dar a mai rămas inconvenientul mutării repetate a bornelor voltmetrului din C—A' în A'—B' și invers. Există însă și în acest sens o soluție simplă și comodă, anume introducerea unui comutator suplimentar, K1 (cu două poziții x două rînduri de contacte), așa cum se arată în figura 3. Se observă ușor că poziției „mA" a lui K1 îi corespunde racordarea voltmetrului în punctele C—A', deci pe post de miliampermetru indirect, iar poziției „V" a lui K1 conectarea voltmetrului în punctele A'—B', pe post de voltmetru, în ambele cazuri polaritatea fiind aceea cerută de montaj.

Pentru verificarea unei diode cu ajutorul montajului se procedează astfel:

— se trece comutatorul K1 în poziția „mA" și se reglează cursorul potențiometrului P în poziția cu rezistența maximă înseriată;

— se conectează dioda (LED-ul) la bornele A—B, cu polaritatea indicată; dacă marcajul nu există sau dacă nu se cunoaște semnificația sa, se conectează dioda la întîmplare, într-unul din cele două sensuri posibile;

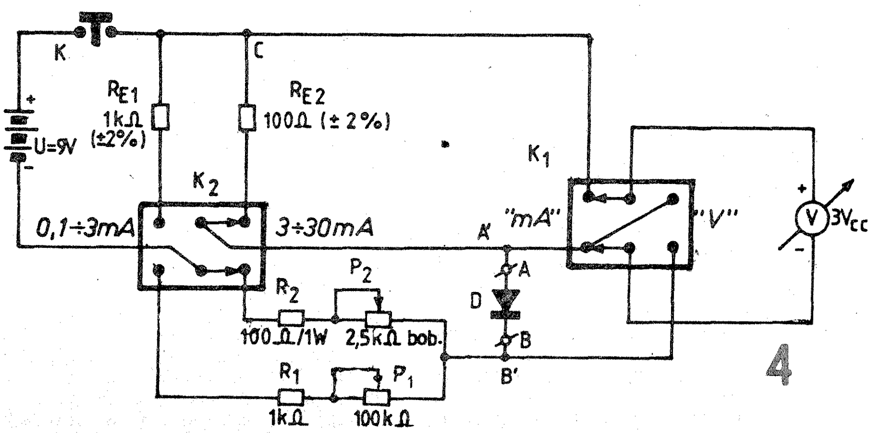
— se apasă butonul K, urmărind pe instrument valoarea curentului; dacă acul nu deviază din poziția de repaus, rezultă că dioda a fost conectată invers (eventual că avem de-a face cu o diodă întreruptă), caz în care se inversează poziția diodei: dacă nici acum acul nu deviază, dioda este defectă, iar dacă instrumentul indică un curent semnificativ, se trece la reglarea intensității dorite prin manevrarea cursorului potențiometrului;

— după selectarea curentului dorit, se comută K1 în poziția „V" și se citește pe instrument tensiunea U_D corespunzătoare, eliberîndu-se apoi butonul K.

Este recomandabil ca pentru orice nouă diodă verificată să se revină la situația inițială, adică potențiometrul P să fie dat la maxim și comutatorul K1 trecut pe poziția „mA". Se asigură astfel un curent minim prin circuit și în același timp se protejează voltmetrul pentru eventualitatea unor diode întrerupte sau conectate invers.

Valorile numerice indicate în figura 3 corespund măsurării unor tensiuni U_D în plaja 0÷ 3 V, pentru intensități ale curentului orientativ între 3 mA și 30 mA (în cazul unor diode în scurtcircuit, cînd U_D=0, curentul este limitat la maximum 9 V/200Ω = 45 mA, presupunînd că potențiometrul se află la minim, ceea ce nu constituie un pericol real pentru „miliampermetrul" de 30 mA).

Pentru a putea măsura aceeași gamă de tensiuni U_D = 0÷ 3V, dar la intensități mai mici de curent (de exemplu, atunci cînd se urmărește depistarea pragurilor de stingere completă a LED-urilor), sau la intensități mai mari (sortarea unor diode de referință în direct etc.), este suficient să se recalculeze valorile R, P și R_E în funcție de valorile minime și maxime ale curentului. O soluție care s-a dovedit foarte utilă la experimentarea montajelor indicatoare de tensiune cu LED-uri, prezentate la această rubrică, este aceea de a introduce două seturi de valori R, P și R_E, corespunzătoare la două domenii de intensitate, selectabile printr-un comutator suplimentar, K2. În figura 4 este dat un astfel de exemplu, calculat pentru domeniile orientative 0,1 ÷ 3 mA și 3 ÷ 30 mA.



4

INDICATOARE DE TENSIUNE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Experimentarea montajului se face mai comod plecînd de la „coadă", adică de la LED5. Se alege tensiunea maximă de alimentare, Umax = 15 V, se realizează divizorul D*, D1 ÷ D8 și se alimentează LED5 prin rezistența R9 (teoretic de 60 Ω). Cu căderile de tensiune indicate pe diodele divizorului, în punctele A, B, C, D și E vor rezulta aproximativ potențialele notate în partea de sus a schemei.

Dacă dorim (sau ne este mai ușor practic) să sortăm diodele D1—D8 pentru alte căderi medii de tensiune per dublet, va trebui să ținem cont de noua valoare la alegerea diodei Zener D*. De exemplu, dacă pe fiecare dublet avem o cădere de tensiune de 1,4 V (în loc de 1,5 V) la 20 mA, diferența de 4 x 0,1 V = 0,4 V va trebui să o repartizăm elementului „balast" D*, care se va sorta astfel pentru cca 6,2 V (în loc de 5,8 V) la 20 mA, respectiv din clasa PL6V2Z. Procedînd în acest mod, potențialul punctului E pentru U = Umax = 15 V va rămîne neschimbat, de cca 3,2 V, în schimb se vor modifica potențialele celorlalte puncte (A, B, C, D), ca și domeniile de indicație ale LED-urilor 1—4.

Revenind la valorile propuse în figura 4, observăm că LED5 va ilumina pînă la o scădere cu cca 1,5 V a tensiunii, respectiv în plaja U = 13,5 ÷ 15 V. Într-adevăr, pentru U = 13,5 V potențialul punctului E devine 3,2 V — 1,5 V = 1,7 V, adică tocmai „pragul" de stingere a LED-ului. În situația inițială (U = Umax), tensiunea de 3,2 V dintre punctul E și masă trebuie distribuită astfel ca pe LED5 să cadă cca 2 V, deci pe R9 să cadă restul de cca 1,2 V. Rezultă R9 ≈ 1,2 V/20 mA = 60 Ω (practic 59 ÷ 62 Ω).

Conform principiului de funcționare propus, la scăderea tensiunii de alimentare U, cu puțin înainte de stingerea completă a lui LED5 (deci cu puțin înainte ca U să fi coborît la cca 13,5 V), trebuie să se aprindă LED4, inițial cu iluminarea maximă. Vom trece deci la pasul următor, realizînd modulul T7, T8, R7, R8, LED4, P4. Tranzistoarele (toate din montaj) pot fi de tip BC177, BC251, BC252 etc. (pnp, siliciu, mică putere, $\beta > 250$), iar P4 (la fel P1, P2, P3) poate fi în faza experimentală trimer de 50 kΩ, înlocuit în final prin divizor cu două rezistențe fixe, avînd suma de cca 50 kΩ.

Atunci cînd U, scăzînd, se apropie de 13,5 V — să zicem, cînd atinge cca 13,55 V — potențialul punctului D coboară de la valoarea maximă 4,7 V la cca 3,25 V. Ajustînd corespunzător trimerul P4, putem face ca în acest „moment" tranzistorul T8 să iasă din conducție, deblocîndu-l pe T7. Într-adevăr, polarizat în bază de R8 (valoare necritică), tranzistorul T7 va intra în conducție, aprinzînd LED-ul 4 prin rezistența de limitare R7. Pentru ca LED4 să ilumineze în acest „moment" inițial la maximum, trebuie ca pe el să avem o cădere de tensiune de cca 2 V. Restul de 3,25 V − 2 V = 1,25 V trebuie repartizat între circuitul emitor-colector al tranzistorului T7 (aproximativ 0,2 V) și, respectiv, rezistența de limitare R7 (diferența de cca 1,25 V−0,20 V = 1,05 V). Prin urmare, vom lua R7 ≈ 1,05 V/20 mA = 52, 5 Ω, practic 51 ÷ 56 Ω.

Reținem faptul important că LED4 trebuie să se aprindă cu puțin înainte ca LED5 să fie complet stins (și vom vedea îndată de ce am optat pentru această soluție cu „trenă" luminoasă), procedînd în continuare similar la montarea celorlalte module cu LED3, LED2 și LED1, respectiv la dimensionarea rezistențelor R5, R3 și R1 și la reglarea trimerelor P3, P2 și P1.

Să presupunem, de exemplu, contrar indicației de mai sus, că, în sensul descrescător al tensiunii U, am reglat trimerul P4 pentru aprinderea lui LED4 **după** stingerea completă a lui LED5 și trimerul P3 pentru aprinderea lui LED3 **după** stingerea completă a lui LED4. Să ne plasăm acum în situația cu LED3 aprins și să creștem ușor tensiunea U. Deoarece LED-urile următoare (4 și 5) sînt stinse complet, curentul prin diodele D5 ÷ D8 este practic neglijabil, deci pe dubletul D5—D6 nu vom avea căderea de tensiune scontată (1,5 V). Prin urmare, stingerea automată a lui LED3 la creșterea lui U va fi întîrziată față de pragul prestabilit, ea putîndu-se produce numai după ce LED-ul următor (4) va începe să absoarbă un curent semnificativ. Situația este deja supărătoare, deoarece „întîrzierea" stingerii lui LED3 înseamnă, de fapt, o creștere a potențialului în punctul C peste valoarea de cca 3,25 V pentru care a fost dimensionată R5, implicit o suprasolicitare a lui LED3.

Trecînd peste momentul stingerii lui LED3, care va corespunde aproximativ cu aprinderea lui LED4, să creștem în continuare pe U. Printr-un joc nefericit al decalajelor menționate, se poate întîmpla ca în momentul stingerii lui LED4 să se aprindă din nou LED3 și (simultan sau ulterior) și LED5, cînd ne-am fi așteptat de fapt să se aprindă numai LED5. Astfel de anomalii, întîlnite efectiv la experimentarea montajului, pot fi înlăturate prin mai multe procedee (de exemplu, asigurînd în permanență un mic curent prin toate diodele divizorului), dar dacă adoptăm varianta de reglaj descrisă anterior, cu „trenă" luminoasă, problema se rezolvă de la sine.

Menționăm că și în cazul montajului din figura 4 se pot modifica treptele de indicație prin sortarea adecvată a diodelor din divizor. O altă soluție ar fi înlocuirea dubleților de diode din divizor prin tripleți (cîte trei diode 1N4001 ÷ 1N4007 în serie sau cîte o singură diodă de referință în direct, de tip DRD3), așa cum se sugerează în figura 5. Plaja totală de indicație, de aproximativ 9 ÷ 15 V, este acoperită aici cu numai trei LED-uri, care vor lumina în intervalele 9 ÷ 11 V, 11 ÷ 13 V și, respectiv, 13 ÷ 15 V, pentru aranjamentul concret ales (cca 2 V per triplet și cca 7,3 V pe dioda Zener D*, respectiv același tip de LED-uri ca în cazurile precedente). Nu insistăm asupra calculului componentelor, fiind similar exemplului din figura 4. Menționăm doar că se ridică aceleași probleme privind verificarea prealabilă a LED-urilor, sortarea diodelor și reglarea celor două trimere conform modelului anterior, în varianta cu „trenă" luminoasă.

În încheiere, recomandăm constructorilor începători ca, înainte de a trece la experimentarea indicatoarelor prezentate, să-și improvizeze un circuit de verificare-măsurare care să le permită sortarea diodelor și a LED-urilor din punct de vedere al căderilor de tensiune în direct la curenții doriți.

Din lucrările Simpozionului național al radioamatorilor YO — Constanța, 1988

CONSTRUCȚIA TRANSFORMATOARELOR PE TORURI DE FERITĂ

DUMITRU ȘTEFĂNESCU, YO3BD

În aparatura modernă de radio și TV, în instalațiile de radiolocație și transmisiuni, de electronică industrială și automatizări, în telecomunicații, în mașini electronice de calcul, cît și de către radioamatori se folosesc tot mai mult transformatoare de bandă largă cu ferite (TBLF).

Principalele avantaje prezentate de ferite sînt următoarele:
— permeabilitatea ridicată;
— pierderi foarte reduse;
— rezistivitate extrem de ridicată, ceea ce face posibilă, prin reducerea curenților turbionari, utilizarea lor la frecvențe foarte înalte;
— stabilitate mare.

Atunci cînd dorim să realizăm un proiect în care vom folosi un tip de ferită, cînd avem la dispoziție cataloage (cum ar fi Siemens, Philips, RIM, Amidon sau românești de la I.C.E., Întreprinderea de Ferite Urziceni), problema este rezolvată pentru că în aceste cataloage găsim caracteristicile feritelor (tip, dimensiuni, formă, culoare) și chiar tabele care ne indică numărul de spire pentru o anumită ferită, pentru obținerea unei inductanțe cerute.

Pînă aici nimic deosebit pentru cine lucrează într-o instituție care are un proiect de realizat, consultă cataloagele mai sus menționate, în ultimul timp și din țară, face comanda respectivă și așteaptă să-i vină ferita aleasă pentru rezolvarea lucrării.

Problema se complică atunci cînd sîntem radioamatori, deci nu avem posibilitățile de mai sus și vrem să realizăm un transceiver în care trebuie să folosim, în diferite etaje, toruri de ferită, ca de exemplu: în modulatorul echilibrat; mixerul comun emisie-recepție; amplificatorul final de bandă largă, cu puterea cuprinsă între 10 și 200 W.

Materialul pe care îl prezint va căuta să răspundă la întrebarea: ce facem pentru a executa lucrarea în condiții optime?

Radioamatorul este pus deseori în situația de a executa un TBLF cu feritele de care dispune și pentru care nu are nici un fel de date.

Ei bine, iată cum vom proceda: vom face apel la unul din parametrii feritelor, și anume la parametrul A_L, numit factor de inductanță, care este raportul între inductanță și pătratul numărului de spire al bobinei:

$$A_L = \frac{L(nH)}{n^2} \text{ sau } A_L = \frac{1\,000\ L(\mu H)}{n^2}$$

Se observă că A_L este de fapt inductanța unei bobine cu o spiră. Mai întîi vom bobina pe ferita căreia vrem să-i determinăm A_L-ul un număr de zece spire, sîrmă cu diametrul 0,25 pînă la 0,4 mm, măsurăm inductanța și aplicăm relația de mai sus. Să zicem că am măsurat pe o ferită mică cu diametrul exterior de 10 mm (punct alb, la F=21,5 MHz, C=50 pF), L ≈ 1 μH; înlocuind în relația precedentă, obținem:

$$A_L = \frac{1\,000 \cdot 1\ \mu H}{10^2} = 10\ \mu H/sp^2.$$

Mai departe trebuie să calculăm inductanța care ne trebuie în locul unde dorim să folosim ferita.

Să luăm ca exemplu ferita măsurată pe care dorim să o folosim într-un mixer cu diode (fig. 1).

Pentru ca inductanța înfășurării TBLF să nu dezadapteze circuitul, este necesar ca, la cea mai joasă frecvență, reactanța să fie de 3 pînă la 5 ori mai mare decît impedanța nominală — în cazul de față 50 Ω.

Alegînd un raport de patru, rezultă relația:

$$L\ (\mu H) = \frac{4Z\ (\Omega)}{6{,}28 \cdot f(MHz)} = \frac{4 \cdot 50}{6{,}28 \cdot 3{,}5} = 9{,}09\ \mu H$$

(rotunjim la 10 μH).

Să încercăm să folosim ferita mai sus menționată, căreia i-am determinat parametrul A_L = 10 μH/sp².

Pentru a obține o inductanță L = 10 μH, va fi necesar un număr de spire

$$n = \sqrt{\frac{1\,000 \cdot L}{A_L}} = \sqrt{\frac{1\,000 \cdot 10}{10}} \approx 31{,}62\ sp.$$

Ținem seama că mai trebuie adăugate încă de 2 ori 31 de spire pentru bobina a doua, deci în total 3 ori 31 de spire, ceea ce practic va depăși spațiul interior al feritei.

Să încercăm să mărim A_L-ul punînd două ferite în paralel. Măsurînd noul „A_L", acesta va fi de aproximativ 20, deci numărul de spire necesar va fi de 22. De această dată bobinăm de 3 ori 22 de spire cu conductor ∅ 0,25 mm.

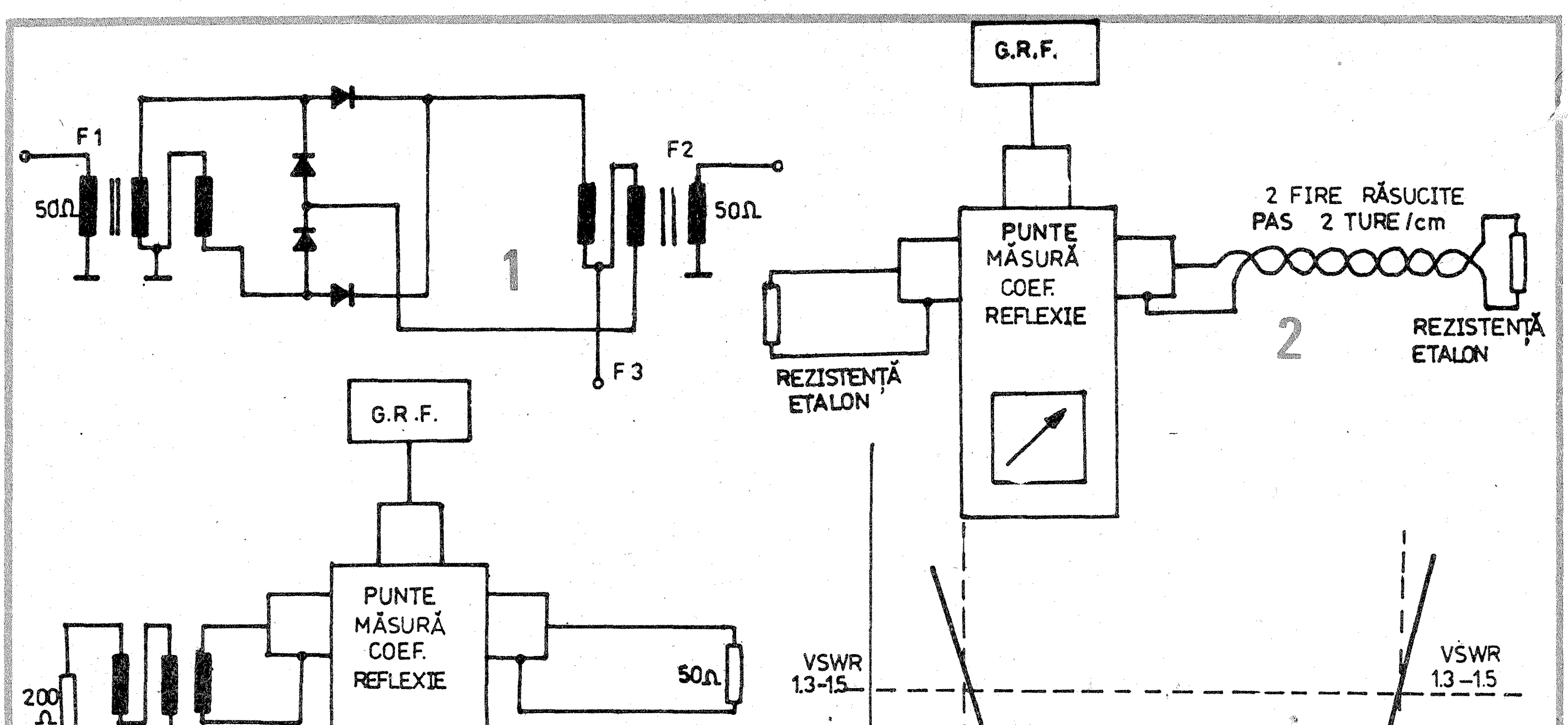
Bineînțeles că dacă vom folosi o ferită care ar avea un „A_L" mai mare, de exemplu 30 pînă la 60, atunci numărul de spire va fi mult mai mic.

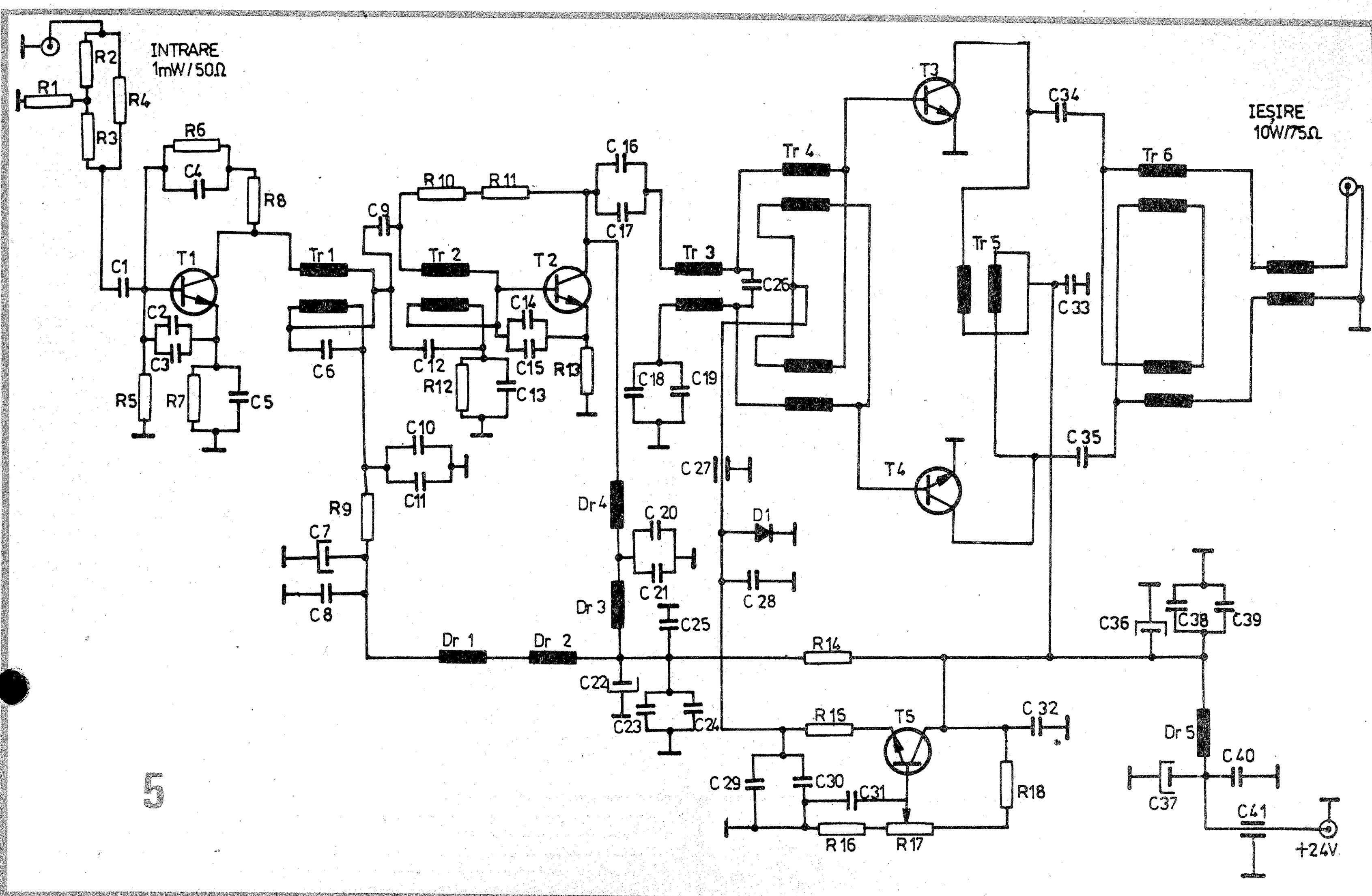
Și acum cîteva cuvinte despre **diametrul conductoarelor** cu care vom executa bobina. Nici acesta nu se ia la întîmplare, va trebui să ținem seama de faptul că TBLF trebuie să funcționeze într-o bandă largă de frecvențe (în cazul nostru 3,5 pînă la 30 MHz).

Dacă nu se alege special conductorul de bobinat, nu se poate obține un răspuns acceptabil decît într-o bandă mult mai restrînsă și deci sîntem nevoiți să acceptăm inductanțe mai mici decît valoarea calculată anterior — prin aceasta scăzînd capacitatea parazită a înfășurării. Chiar dacă am sacrificat răspunsul la frecvențele cele mai mici (reducînd inductanța), în general banda de frecvență obținută nu satisface, căci n-am făcut altceva decît am deplasat-o puțin spre frecvențele mai mari.

Soluția radicală este să facem ca, spre frecvențele mai mari ale benzii de lucru, TBLF să funcționeze ca un transformator de linii lungi. De aici rezultă că vom executa bobinajele cu conductoare care să se comporte ca linii (fidere) de o anumită impedanță — ca la adaptările antenelor de unde ultrascurte. În plus, mai rezultă că nici lungimea conductorului cu care se execută înfășurările nu este indiferentă.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)





5

ETAJE RF DE PUTERE

Ing. TUDOR TĂNĂSESCU, YO3-200000 B

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Lucrurile nu stau însă chiar aşa deoarece mai există şi alte limitări legate de viteza finită a electronilor în tub, iar pe de altă parte o simetrie „absolut perfectă" nu este posibilă. Se poate asigura însă o funcţionare perfect satisfăcătoare pînă la frecvenţa de circa 500 MHz.

Insistăm asupra faptului că toate aceste performanţe privind frecvenţa de lucru în condiţii de bună stabilitate nu sînt valabile decît pentru lucrul în contratimp cu catod la masă, pentru tuburi de genul 829 sau QQE 0,6/40 cu secţiuni în paralel.

Punerea în paralel a secţiunilor tubului 829 realizează performanţe de putere mai mici, dar comparabile faţă de contratimp, aceasta nefiind un neajuns major.

Dezavantajele majore provin din funcţionarea asimetrică. Inductanţa comună a catozilor, fără efect în cazul funcţionării în contratimp, devine „inductanţă proprie" a unui tub cu caracteristici schimbate, cu întreaga listă de neajunsuri ce decurg.

Pe de altă parte, capacitatea anod-grilă Cag = 0,1 pF a fiecărei secţiuni se dublează, ceea ce va contribui de asemenea la diminuarea stabilităţii.

Punerea în paralel a secţiunilor tubului QQE 0,6/40 conduce la efecte şi mai defavorabile. Astfel, capacităţile interne de neutrodinare încrucişate cu capacităţile proprii Cag, la punerea în paralel, realizează o „baterie" de patru condensatoare Cag în paralel pentru tubul echivalent, adică cca 0,4 pF, valoare care începe să devină comparabilă cu ceea ce realizează tuburile de AF. Date precise în legătură cu performanţele ce se mai pot realiza în aceste noi condiţii nu pot fi prezentate deoarece studiul performanţelor unui anumit tip de tub care conduc la elaborarea foii de catalog reprezintă o chestiune de „firmă" ce necesită aparatură şi personal de strictă specialitate.

Ceea ce se poate estima în deplină siguranţă este că în aceste noi conexiuni performanţele vor fi cît se poate de modeste.

Figura 23 reprezintă tubul 829 cu secţiunile în paralel şi grila la masă. Capacitatea anod-catod se va dubla (14 pF), dar existenţa capacităţii interne de decuplare a ecranelor conectate în paralel la intrare are un efect contrar privind apariţia oscilaţiilor. Efectul de şuntare a tubului sau tranzistorului prefinal este însă deosebit de puternic, avînd în vedere valoarea mare a acestui condensator, astfel încît la frecvenţe înalte necesarul de putere va creşte inacceptabil.

„BATERII DE TUBURI" ÎN PARALEL

Creşterea puterii unui QRO este posibilă pe următoarele căi:
— utilizarea unui tub de putere mai mare;
— utilizarea a două tuburi în contratimp;
— utilizarea a două tuburi în paralel;
— utilizarea mai multor tuburi în paralel (baterie de tuburi):
— utilizarea în contratimp a două „baterii în paralel".

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

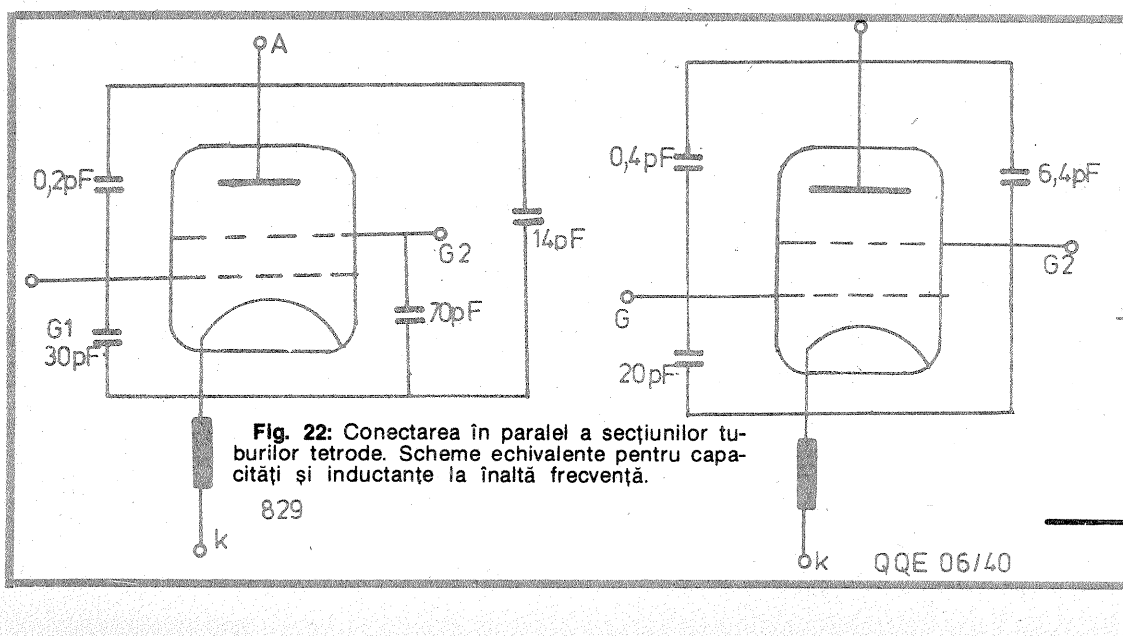
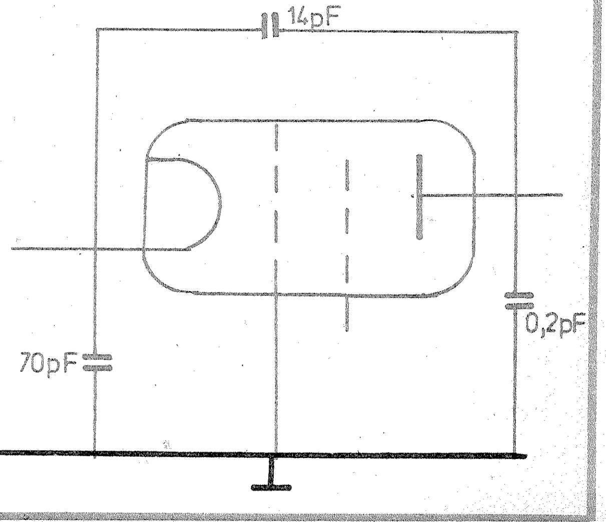


Fig. 22: Conectarea în paralel a secţiunilor tuburilor tetrode. Scheme echivalente pentru capacităţi şi inductanţe la înaltă frecvenţă.

Fig. 23: Distribuţia capacităţilor interne la tubul 829 în schema paralel cu grila la masă.



MANIPULATOARE ELECTRONICE

Student CORNELIU C. TOCAN, YO8DHF,
cercet. șt. CORNELIU A. TOCAN, YO8CEH, Iași

În concursuri sau pentru învățarea alfabetului MORSE, folosirea unui manipulator electronic (bug) este foarte utilă. Dacă generarea semnalelor se face respectînd raportul constant punct-linie-pauză pentru orice viteză de transmitere, iar urmărirea acestora se poate face optic și/sau acustic, dispozitivul electronic devine și mai eficient.

Existența mai multor familii de circuite integrate (TTL, HLL, CMOS) oferă utilizatorilor multiple posibilități de proiectare și folosire a acestora. O serie de componente sînt echivalente, compatibile sau nu pin cu pin, altele realizează funcții similare cu mici diferențe sau funcții specifice. Posibilitățile de interfațare directă permit obținerea unor montaje hibride (TTL — CMOS) cu rezultate spectaculoase.

În contextul acestor idei vă propunem cîteva scheme de manipulatoare electronice relativ simple, care conțin un număr mic de componente active și pasive. Variantele prezentate pot fi realizate de cei ce doresc o familiarizare cu funcționarea și aplicațiile circuitelor integrate logice, respectiv utilizarea acestora în cadrul modernizărilor impuse de aparatura de emisie-recepție din dotare (bug+monitor+releu, bug+monitor, bug+releu, bug) pentru manipulare sau modulare.

În principiu, manipulatoarele electronice simple sînt constituite dintr-un generator de tact conectat la două latch-uri ce funcționează ca divizoare de frecvență, un codor, un monitor de audiofrecvență și un circuit de manipulare realizat cu releu sau optocuplor. La transmiterea punctelor funcționează numai primul latch, în timp ce la transmiterea liniilor funcționează ambele latch-uri. Prin intermediul codorului, în care este inclusă și cheia de manipulare, se obțin diferite combinații de semnale corespunzătoare literelor, cifrelor, semnelor de punctuație sau de trafic.

Prima schemă — figura 1 (în cele două variante) — conține patru circuite integrate (3 TTL) CDB474, 2 x CDB400, βE555, un LED, trei diode și un tranzistor npn sau două diode și un optocuplor. Funcționarea montajelor poate fi urmărită pe diagramele alăturate.

La acționarea cheii de manipulare în poziția „puncte" se pornesc oscilatorul (porțile 1, 2, 3) și primul latch D, care va transmite prin poarta d semnale a căror durată este constantă și egală cu durata pauzei. La acționarea cheii de manipulare în poziția „linii" se pornesc oscilatorul și cele două latch-uri D, care vor genera semnale ce se vor însuma prin poarta d, astfel încît durata unei linii este riguros egală cu de trei ori durata unui punct. Porțile a, b, c, 4 elimină erorile de manipulare, durata semnalului generat fiind independentă de timpul de acționare a cheii de manipulare pentru acel semnal (punct sau linie).

Cea de-a doua schemă — figura 2 (în două variante hibride) — conține patru circuite integrate (3 TTL, 1 CMOS) CDB474, CDB400, CDB413 și MMC40107, LED, diode etc. Particularitatea schemei constă în folosirea circuitului integrat MMC40107 (care prezintă capabilitatea sporită de curent) pentru comanda releului de manipulare.

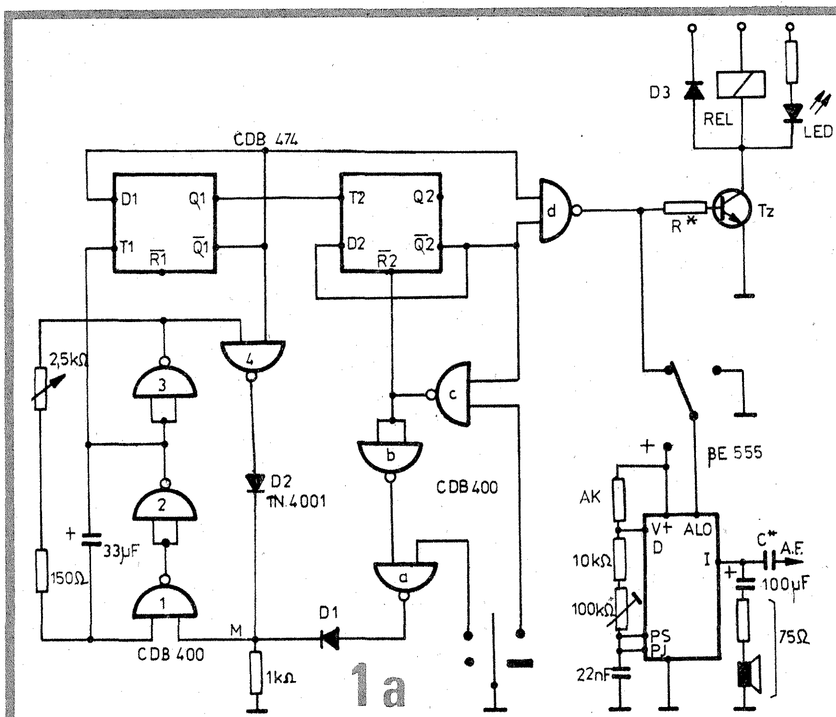
A treia schemă — figura 3 — folosește trei componente CMOS, MMC4013, MMC4023, MMC40107 și un circuit βE555, LED, diode etc.

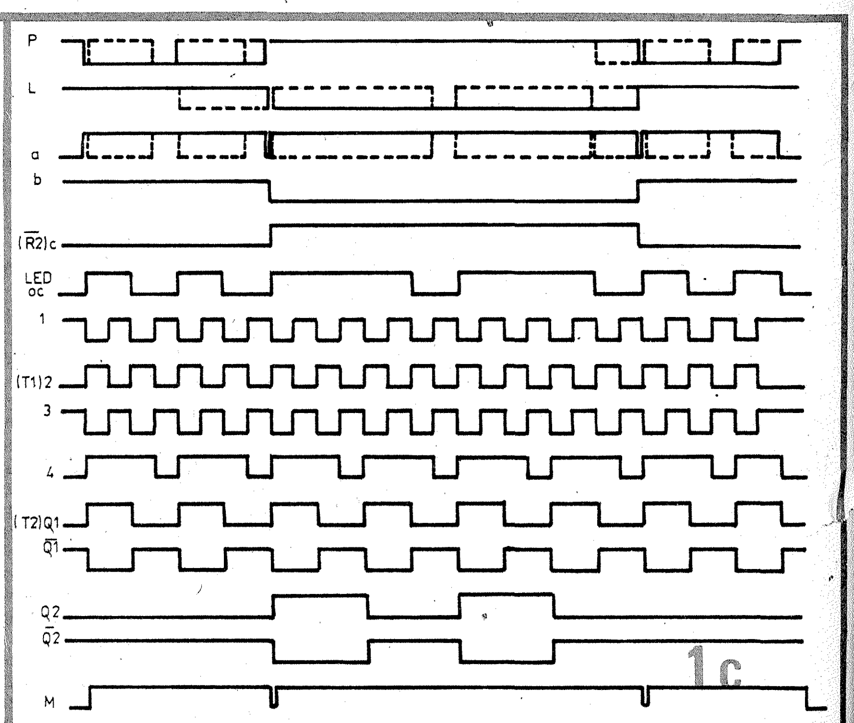
A patra schemă — figura 4 — oferă aceleași performanțe și este realizată cu patru circuite CMOS (MMC4013, MMC4011, MMC4012, MMC40107), LED, diodă etc.

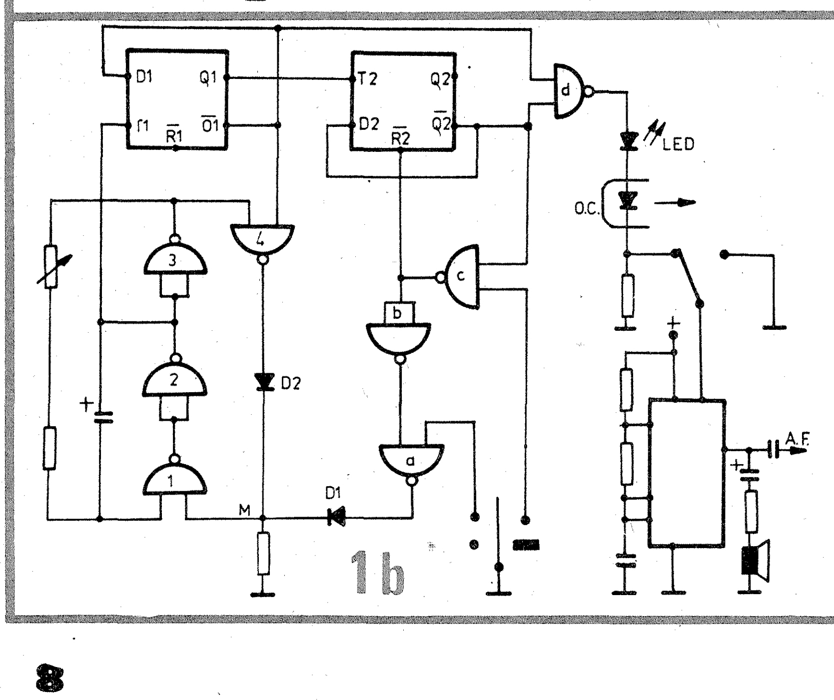
Principiul de funcționare este asemănător și poate fi urmărit pe diagramele alăturate. Semnalele generate semnalizate optic și/sau acustic, prezentate în diagrame, corespund unui semn de punctuație — semnul întrebării (?) — în care se regăsesc toate combinațiile posibile (generare puncte, linii, punct-linie, linie-punct etc.).

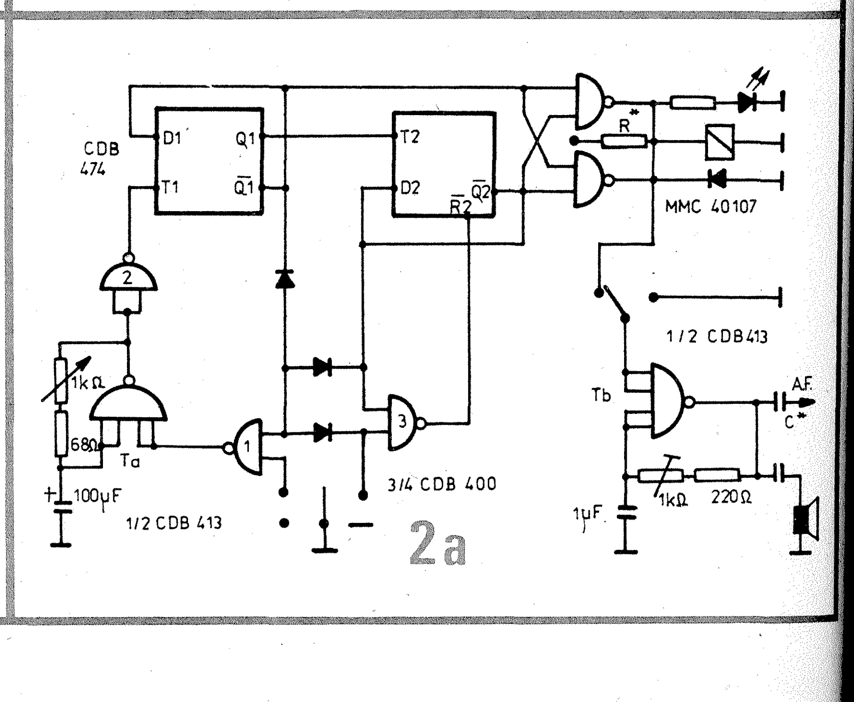
Dacă din schemele de bază se elimină circuitele βE555 sau MMC40107, se obțin încă patru variante de manipulatoare electronice capabile să genereze semnale cu aceleași caracteristici.

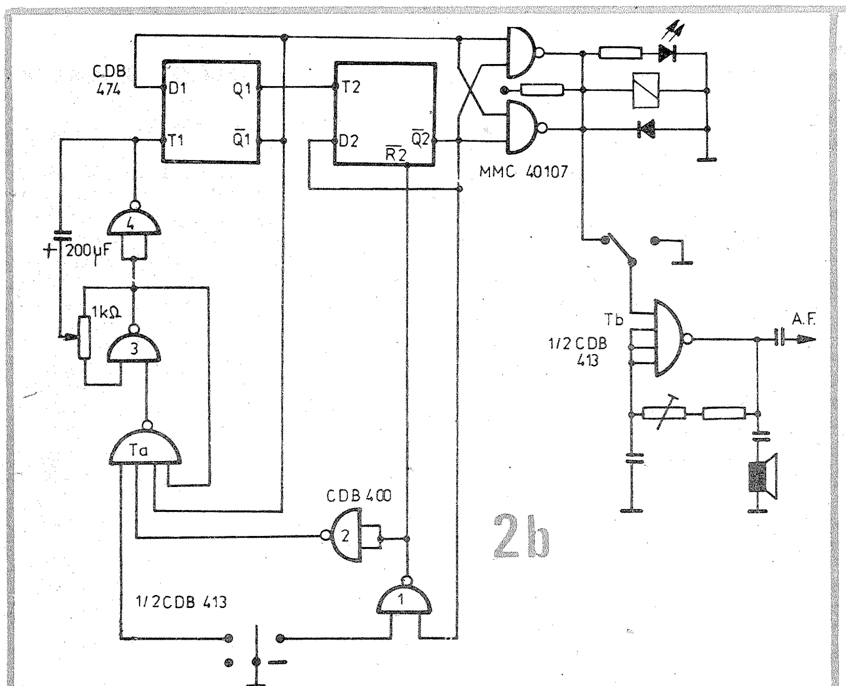
BIBLIOGRAFIE
Colecțiile „Tehnium", „Radio" — U.R.S.S.
„AMATERSKE RADIO" — R.S.C., FUNKAMATEUR — R.D.G.



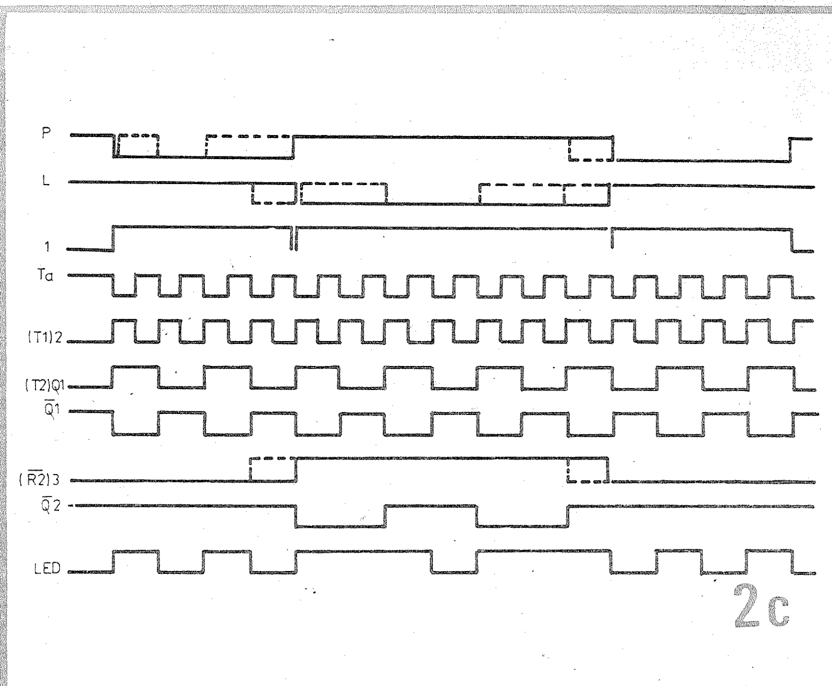




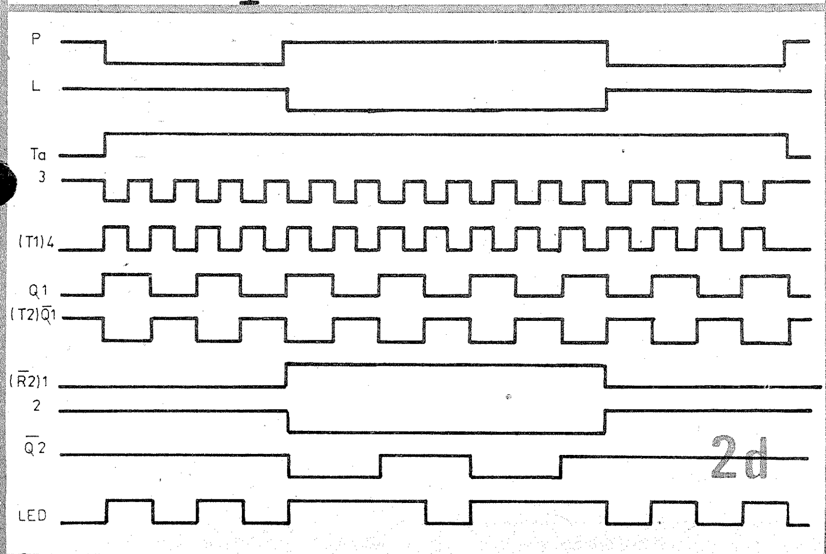




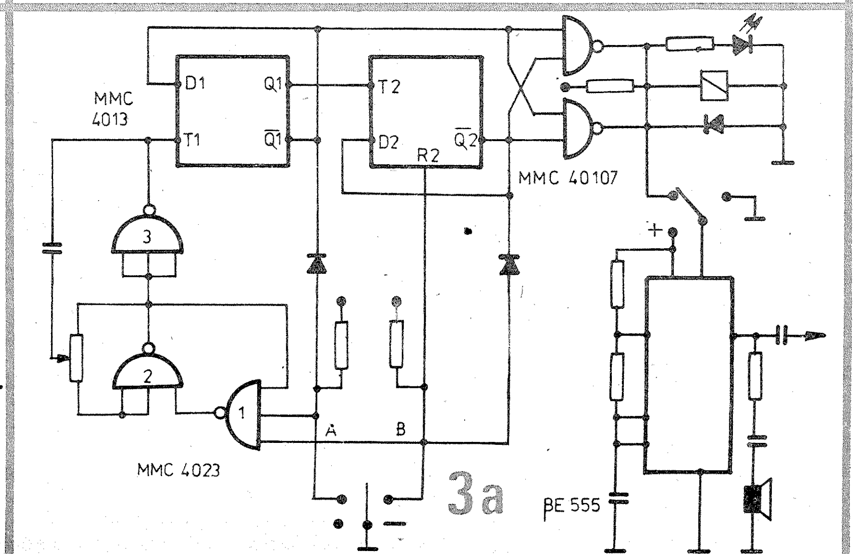
2b



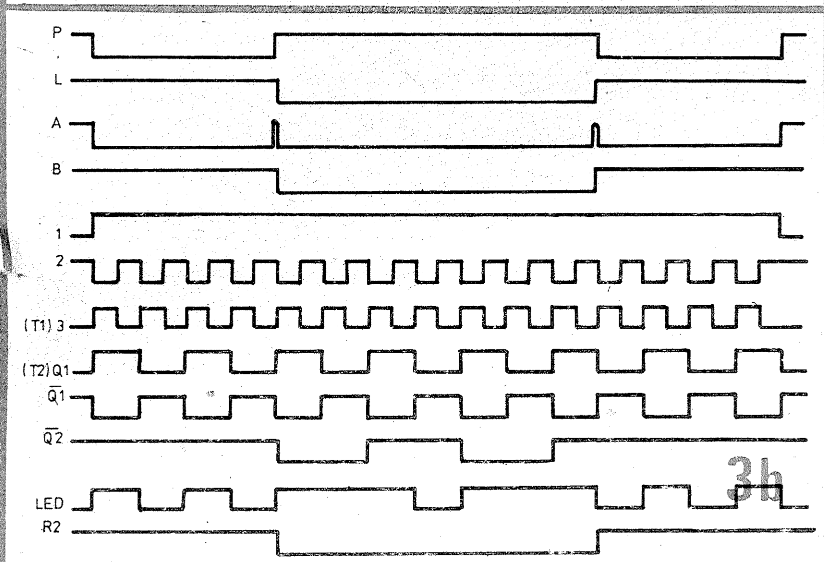
2c



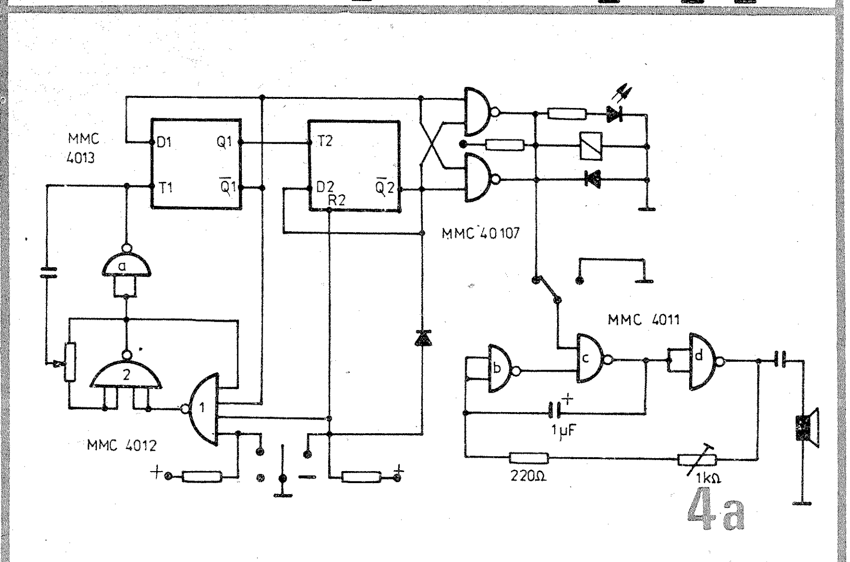
2d



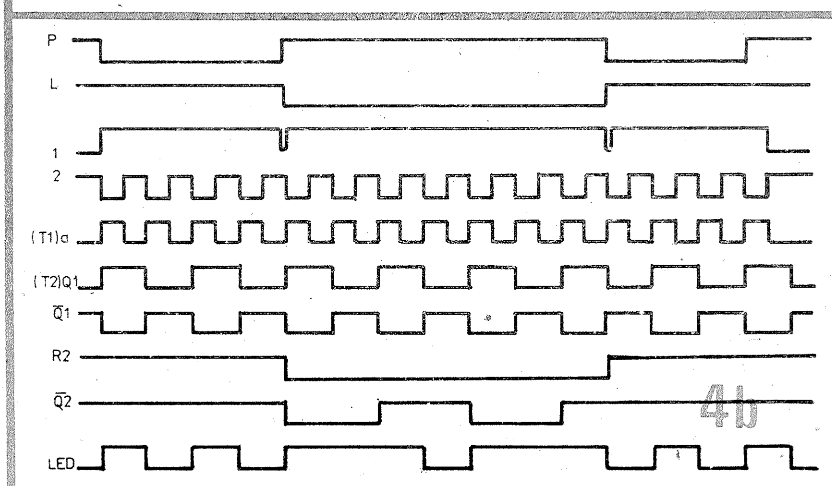
3a



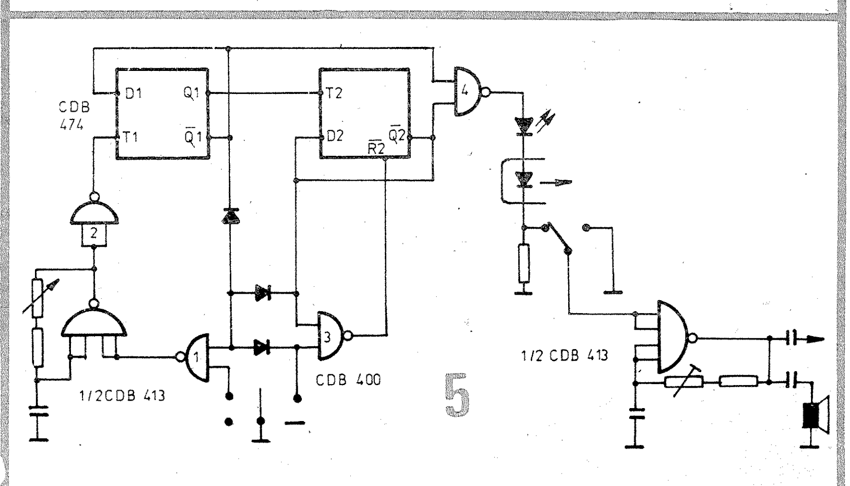
3b



4a



4b



5

CIRCUITE HIBRIDE

Ing. AURELIAN MATEESCU

Circuitele hibride au căpătat în ultimii ani o răspîndire spectaculoasă în echipamentele de audiofrecvență HI-FI. Rațiunile pentru care majoritatea firmelor au optat pentru utilizarea hibridelor în echipamentele audio sînt următoarele:

— performanțe electrice foarte bune;

— zgomot mic și raport semnal-zgomot foarte bun, datorită compactității ridicate;

— componente externe circuitului în număr extrem de redus;

— randament ridicat, stabilitate termică;

— fiabilitate mare;

— gabarite reduse;

— reproductibilitate a performanțelor între exemplare, influențînd pozitiv eventuala depanare a echipamentului;

— calitate deosebită a ansamblului.

Dezavantajul major al acestor circuite este faptul că, la defectarea unei componente din hibrid, aceasta nu poate fi înlocuită, hibridul urmînd a fi înlocuit integral. Pentru creșterea fiabilității, componentele sînt atent verificate înaintea realizării montajului.

Din punct de vedere constructiv, circuitele hibride sînt constituite dintr-un suport izolator cu bune proprietăți de conductibilitate termică pe care sînt montate componentele electronice active și pasive. Conexiunile sînt executate de o rețea de metalizare depusă anterior.

Suportul este montat pe o piesă metalică cu găuri de fixare pe un radiator, în cazul hibridelor de putere. Uneori se optează pentru soluția în care suportul este montat definitiv pe un radiator dimensionat adecvat de producător.

Dacă circuitul nu disipă puteri mari, substratul (suportul) și componentele sînt protejate cu o pastă ceramică sau rășini epoxidice.

În cazul circuitelor de putere, cum este cazul amplificatoarelor audio, se optează pentru soluția ca montajul general să cuprindă un număr mic de condensatoare electrolitice, acestea fiind, de obicei, componente exterioare circuitului hibrid, avînd în vedere că fiabilitatea lor scade vertiginos o dată cu creșterea temperaturii de lucru.

Gradul înalt de integrare a unor funcții în circuitele integrate și hibride specializate face ca, privind într-un amplificator audio de putere de tipul STEREO INTEGRATED AMPLIFIER, să constatăm că acesta are un număr extrem de redus de componente în comparație cu amplificatoarele executate cu componente discrete:

— o celulă de alimentare ce cuprinde un transformator, o punte redresoare și condensatoarele electrolitice de filtraj; uneori mai cuprinde și un stabilizator de tensiune simplu pentru preamplificator;

— un radiator ocupînd circa 40% din volumul amplificatorului (uneori mai mult), pe care se află montat un circuit hibrid AF de putere, de obicei stereofonic (în caz contrar sînt montate două circuite monofonice);

— o placă de cablaj pe care sînt montate toate organele de comandă (potențiometre, comutatoare, indicatoare, VU-metre) și unul sau două circuite integrate sau hibride (stereo sau mono) cu rol de preamplificator și corector al semnalului de audiofrecvență.

Compactitatea circuitelor hibride și a întregului montaj, numărul redus de conexiuni, absența cuplajelor parazite, a mănunchiurilor de fire de conexiune din amplificatoarele de tip mai vechi conduc la performanțe deosebite, în special în ceea ce privește raportul semnal-zgomot total al amplificatorului.

În cazul în care amatorul dispune de astfel de circuite, se recomandă utilizarea cablajului propus de firma producătoare în catalogul de utilizare. În acest fel se evită apariția de cuplaje parazite care pot produce autooscilația montajului, cu pericolul distrugerii unei componente scumpe și greu accesibile.

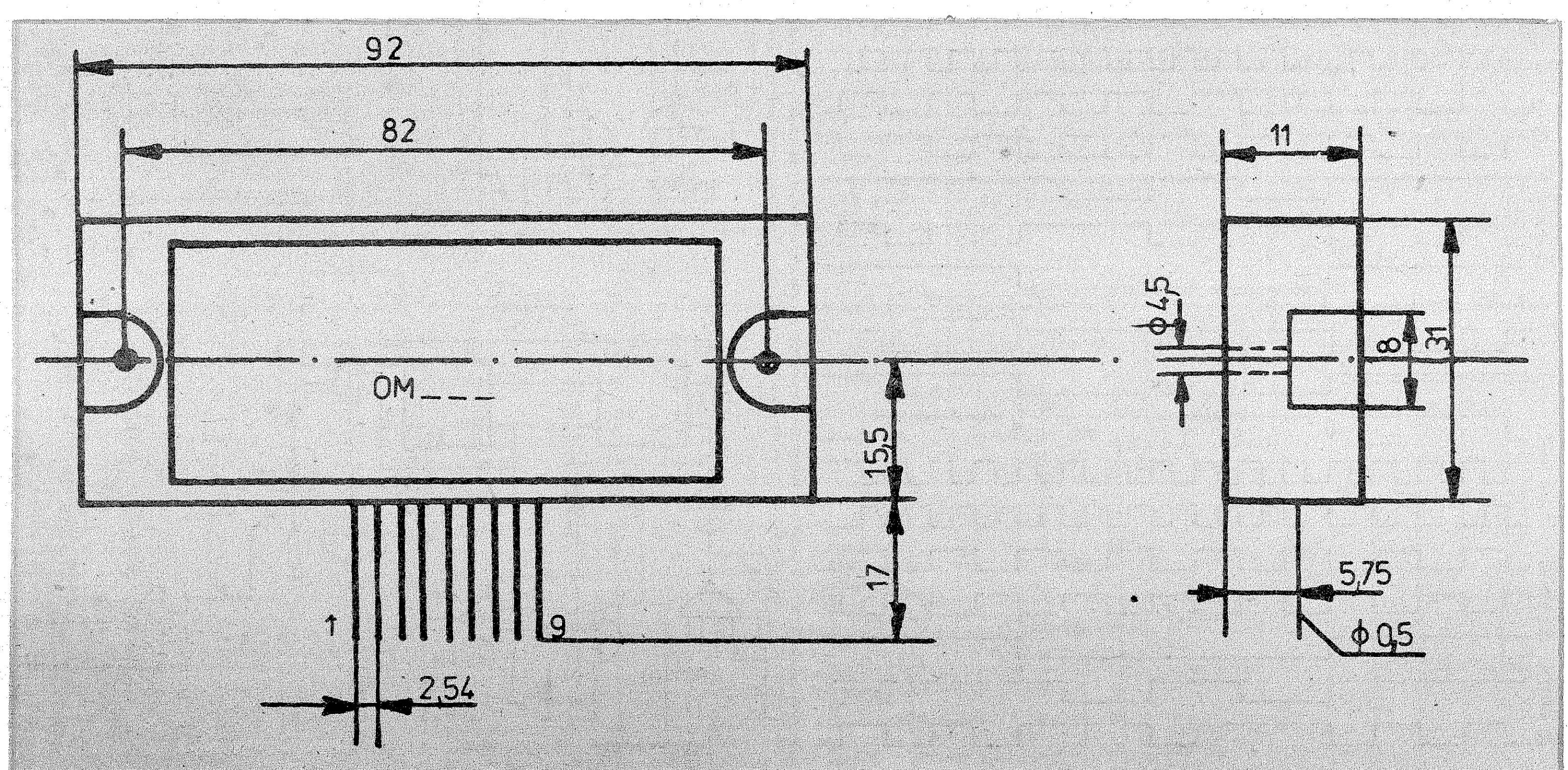
În continuare sînt prezentate caracteristicile generale ale produselor firmei PHILIPS (Olanda) și ILP MANUFACTURING INC. (S.U.A.). Acestea sînt în special circuite hibride amplificatoare de putere, mono sau stereofonice. Produsele firmei PHILIPS sînt destinate amplificatoarelor de uz general (aparatură de larg consum), iar produsele firmei ILP sînt destinate atît aparaturii de larg consum, cît și aparaturii profesionale și industriale, avînd caracteristici tehnice dintre cele mai ridicate (firma produce circuite hibride necesare echipării mixerelor și preamplificatoarelor pentru uzul instrumentiștilor profesioniști, ca și pentru echipamente audio alimentate din baterii de acumulatoare).

TABELUL 1: CIRCUITE HIBRIDE DE JOASĂ FRECVENȚĂ PRODUSE DE PHILIPS (OLANDA)

Caracteristici / Tip	P_{OUT} (pt. $D_{totale} < 0,2\%$) pe sarcină $R_s = 4\ \Omega$	P_{OUT} pe sarcină $R_s = 8\ \Omega$	DISTORSIUNI totale la $P_{OUT} = 1$ W și f = 1000 Hz
OM 931	> 30 W la ± 23 V	> 30 W la ± 26 V	tipic 0,02%
OM 961	> 60 W la ± 31 V	> 60 W la ± 35 V	tipic 0,02%
OM 991	> 120 W la ± 45 V	> 120 W la ± 50 V	tipic 0,02%

NOTĂ. Circuitele sînt prevazute cu protecție la suprasarcina termica și scurtcircuit la bornele de ieșire.

Circuitele necesită un radiator adecvat pentru disipație termica la nivelul puterii de ieșire cerute.



TABELUL 2: CIRCUITE HIBRIDE DE PUTERE HI-FI PRODUSE DE ILP (S.U.A.)

TIP	PUTERE IEȘIRE P_{OUT} (W)	IMPEDANȚĂ SARCINĂ R_s (Ω)	TENSIUNE ALIMENTARE U_a (Vcc)	DIMENSIUNI (mm)	GREUTATE (g)	ALTE CARACTERISTICI
MOS 128 MOS 248 MOS 364	60 120 180	4 ÷ 8 4 ÷ 8 4	±45 ±55 ±55	120x78x40 120x78x40 120x78x100	420 850 1025	— S_R = 20V/μs, f = 15 Hz ÷ 100 kHz (−3 dB) — Uintrare = 500 mV — Rintrare = 100 kΩ — Darmonice = 0,005% la 1 kHz — Dintermod = 0,006%
HY 30 60 6060	15 30 30+30	4 ÷ 8 4 ÷ 8 4 ÷ 8	±18 ±25 ±25	76x68x40 76x68x40 120x78x40	240 240 420	— gama completă de protecție — S_R = 15 V/μs — raportul semnal-zgomot > 100 dB
124 128	60 60	4 8	±35 ±35	120x78x40 120x78x40	410 410	— f = 15 Hz ÷ 50 kHz (−3 dB) — Rintrare = 100 kΩ — Uintrare = 500 mV
244 248	120 120	4 8	±45 ±45	120x78x50 120x78x50	520 520	— distorsiuni de intermodulație (60 Hz/7 kHz raport 4:1) = 0,006%
364 368	180 180	4 8	±55 ±55	120x78x100 120x78x100	1030 1030	— distorsiuni armonice la f = 1 kHz = 0,015% — etaj final echipat cu tranzistoare bipolare

NOTĂ. Modulele dispun de radiatoare integrate.
Nu necesită componente externe.
Modulele au cinci pini de conexiune: +Ua; −Ua; masă (0 V — ground); Input (intrare); Output (ieșire).
Modulele MOS au etajele finale echipate cu MOSFET.

TABELUL 3: CIRCUITE HIBRIDE PENTRU PREAMPLIFICATOARE ȘI MIXERE DE ÎNALTĂ FIDELITATE — ILP (S.U.A.)

1. Preamplificatoare

TIP	MOD DE LUCRU: Mono	MOD DE LUCRU: Stereo	INTRĂRI: Microfon	INTRĂRI: Doză magnetică	INTRĂRI: Tuner	INTRĂRI: Magnetofon	INTRĂRI: Auxiliar	Control volum	CONTROL TON: Bași	CONTROL TON: Medii	CONTROL TON: Înalte	OBSERVAȚII
HY6	x		x	x	x	x	x	x	x		x	HI-FI
HY9		x	x	x				x				
HY12	x								x	x	x	mixer 2 semnale
HY66		x	x	x	x	x	x	x	x		x	HI-FI
HY69	x		x	x				x	x		x	
HY71		x		x				x				4 intrări de doză
HY75		x							x	x	x	2 canale ce mixează cîte 2 semnale
HY78		x	x	x	x	x	x	x				tape monitor, HI-FI

2. Preamplificatoare pentru instrumente muzicale

HY73 — preamplificator pentru chitară dispunînd de: două intrări (bass și solist) plus intrare microfon; control volum, mixaj, ton (joase + înalte).
HY83 — preamplificator pentru chitară dispunînd de: intrare pentru două tipuri de semnale (clean și overdrive); control volum (individual); control ton (bass, medii, înalte); mixare intrări; control general al volumului; canal pentru reverberație și efecte speciale.

TABELUL 3 (CONTINUARE)

3. Mixere

TIP	MOD: mono	MOD: stereo	NR. INTRĂRI PE CANAL	NR. IEȘIRI PE CANAL	CONTROL TON: bași	CONTROL TON: înalte	OBSERVAȚII
HY7	x		8	1			— toate modulele mixer și preamplificator sînt protejate la scurtcircuit
HY8		x	5	1			
HY11	x		5	1	x	x	— toate modulele sînt compatibile între ele pentru a se obține orice combinație
HY68		x	10	1			
HY74		x	5	1	x	x	— modulele dispun de conector pieptene

4. Alte module

C15 — amplificator de putere, mono, de 15 W, alimentat la 12 V, pentru echipamente mobile, Ua = 8 − 18 Vcc.
C1515 — amplificator de putere, stereo, 15+15 W la 12 V, banda de frecvență 15 Hz ÷ 30 kHz, Rs = 3 Ω − ∞.
C3030 — amplificator stereo, 30 W + 30 W, f = 15 Hz ÷ 30 kHz, Ua = = 8 − 18 Vcc (tipic 12 V), Rs > 3 Ω.
HY13 — VU-metru mono, cîștig programabil, protecție LED-uri.
HY67 — amplificator stereo pentru căști cu Rs = 4 Ω la 2 kΩ.
HY76 — matrice stereo de comutare; dispune de două canale ce selectează fiecare cîte 4 intrări.
HY77 — VU-metru stereo cu cîștig programabil și protecție a LED-urilor.
HR314 — modul regulator de tensiune pentru echipamente mobile avînd ieșire Uout = ±13,8 V ±15% și Iout ≤ 3 A pentru Ua = +16 ÷ 30 Vcc.
HR614 — idem, cu Iout ≤ 6 A.

REZULTATELE CONCURSULUI PE TEME RUTIERE „CIRCULAȚIA '88"

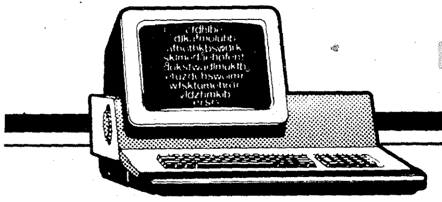
În această lună a avut loc analiza răspunsurilor primite din partea cititorilor, participanți la Concursul pe teme rutiere „Circulația '88", organizat de redacția revistei „Tehnium" cu sprijinul de specialitate al Direcției Circulație din Inspectoratul General al Miliției. La concurs au participat peste 700 de elevi, studenți, tineri, muncitori, tehnicieni, specialiști din toate județele țării.

Avînd-se în vedere formarea unui comportament disciplinat și preventiv pe drumurile publice, cît și cunoașterea și respectarea de către întregul tineret a normelor de circulație și de conduită preventivă, juriul (locotenent-colonel Ion Șerbănescu — președinte, prof. Gh. Badea, redactor-șef adjunct al revistelor „Știința și tehnică" — „Tehnium", căpitan Vasile Ulea, ing. Ilie Mihăescu, secretar responsabil de redacție la revista „Tehnium" — membri și Călin Stănculescu — secretar) a hotărît acordarea următoarelor premii:

● Premiul special al revistei „Știința și tehnică" în valoare de 1 000 de lei — Boșoiu Gabriela, București
● Premiul special al revistei „Tehnium" în valoare de 1 000 de lei — Perieteanu Mircea, București
● 3 premii în valoare de cîte 600 de lei fiecare (obiecte) — Țar Ioan, Cluj-Napoca, Botezatu Claudiu, Roznov, și Bora Voicu, Alba-Iulia
● 10 mențiuni constînd în 5 almanahuri „Știința și tehnică" și 5 almanahuri „Tehnium" — Tudosescu Sorin (Cluj-Napoca), Fetache Sabin (Focșani), Iliescu Cristian (Craiova), Fătulescu Octavia-Ileana (Buzău), Popișteanu Gheorghe (București), Tuscă Richard (Costești), Baciu Vasile (Piatra Neamț), Calcev Andrei (Beiuș), Toma Cătălin (Iași), Lupșa Emilian (Toplița).

De asemenea, Direcția Circulație din Inspectoratul General al Miliției a acordat tuturor cîștigătorilor concursului pe teme rutiere „Circulația '88" materiale de propagandă în domeniul circulației și conduitei preventive pe drumurile publice.

Întrucît concursul pe teme rutiere organizat de redacția revistei „Tehnium" cu sprijinul Direcției Circulație din Inspectoratul General al Miliției este anual, invităm cititorii să adreseze redacției, prin scrisori, sugestii și propuneri cu privire la îmbunătățirea formei și conținutului viitoarei competiții pe teme rutiere, ce va fi găzduită în coloanele revistei în anul 1989. (C.S.)



CALCULATORUL ELECTRONIC ÎNTRE DOUĂ GENERAȚII

Ing. MIHAELA GORODCOV

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Execuția unui program

În cele ce urmează ne propunem să vedem cum putem rezolva o problemă elementară — cum ar fi aceea a unei adunări — cu ajutorul unui microprocesor pe 8 biți. Să adunăm cifrele 2 cu 3 (în notație zecimală), lucrînd cu acumulatorul.

Prima etapă constă în a concepe organigrama operațiilor (fig. 1), unde se observă fazele ce trebuie executate: se depune 02 în acumulator, adunîndu-se ulterior 03 la conținutul său. A treia fază este utilă numai microprocesorului, care va ști în acest mod că operația s-a încheiat. Să rescriem instrucțiunile într-un mod mai sintetic, utilizînd simbolul A pentru acumulator:

1. Depune în A, 02;
2. Adună la A, 03;
3. Stop.

Să introducem aceste instrucțiuni într-un limbaj propriu microprocesorului — de proveniență engleză —, respectînd codul unui microprocesor pe 8 biți ales arbitrar ca exemplu:

1. Move immediate A, 02;
2. Add immediate 03;
3. Halt.

Semnificația cuvîntului „move" este de a deplasa, de a depune, „immediate" precizează (în ambele instrucțiuni) că datele (operandul cu care se va lucra) urmează imediat (ne referim la 02 sau 03). Pentru a se evita orice ambiguitate, vom preciza mai tîrziu baza de numerație întrebuințată. Pentru că cele 3 instrucțiuni sînt încă în formă necondensată, revenim asupra lor, la modul:

1. MVI A, 02;
2. ADI 03;
3. HLT.

Această notație, numită și **mnemonică**, reprezintă de fapt un limbaj de nivel scăzut, dispunînd în acest moment de un program complet. Dar... microprocesorul nu înțelege acest limbaj. El are nevoie de date numerice, singurele pe care le „înțelege". Corespondența în hexazecimal pentru instrucțiunile de mai sus (respectînd catalogul microprocesorului ales ca exemplu) este următoarea:

1. 3E 02;
2. C6 03;
3. 76

Cu aceasta încă nu am ajuns la microprocesor; el are nevoie de date binare, care sînt însă greu de citit și de interpretat; aceste coduri în hexa se găsesc în decodificatorul intern al microprocesorului (vezi numărul trecut) capabil să recunoască, evident, codurile memorate în prealabil.

Se remarcă faptul că ordinul de executat este, de fiecare dată, codificat cu două cifre hexazecimale sau un octet binar. (Despre bazele de numerație și operațiile care se pot face vom discuta mai tîrziu, pe parcursul acestui serial.)

Să presupunem că vrem să depunem programul în memoria internă a microprocesorului începînd cu adresa 8200. Fiecare celulă conținînd un octet, vor fi necesare în total 5 celule pentru un astfel de program, cu următorul conținut:

— La adresa 8200 — 3E
— La adresa 8201 — 02
— La adresa 8202 — C6
— La adresa 8203 — 03
— La adresa 8204 — 76

Dacă ar fi să reprezentăm într-un tabel programul de adunare, el poate fi reprezentat într-o primă etapă ca în tabelul I.

Rolul anumitor coloane din tabelul prezentat va fi explicat pe parcursul serialului nostru.

A doua versiune a programului poate fi cea din tabelul II.

Rubrica „Comentariu" din tabel este extrem de utilă mai ales în cazul programelor mai lungi, pentru programator bineînțeles, pentru microprocesor ea neavînd nici o semnificație.

Dar să vedem ce se întîmplă concret într-un microprocesor la introducerea programelor în memoria internă; se va derula de fapt următorul proces:

* Numărătorul de program (PC) conține 8200, deci o adresă pe 2 octeți, sau pe 16 biți; această adresă este trimisă prin magistrala de adrese memoriei.

* Celula de memorie adresată depune conținutul său (3E, în cazul nostru) pe magistrala de date (în acest caz, 8 biți).

* Registrul de instrucțiuni preia valoarea 3E și o transmite decodificatorului.

TABELUL I

ADRESA		COD			MNEMONICA			COMENTARII
pag.	linie	octet 1.	octet 2.	octet 3.	eticheta	operație	operand din adresă	
82	00	3E				MVI	A, 02	depune 02
82	01	02						în (A)
82	02	C6				ADI	03	Adună
82	03	03						03
82	04	76				HLT		Sfîrșitul programului

TABELUL II

ADRESA		COD			MNEMONICA			COMENTARII
pag.	linie	octet 1.	octet 2.	octet 3.	eticheta	operație	operand din adresă	
82	00	3E	02			MVI	A, 02	Depune 02 în (A)
82	02	C6	03			ADI	03	Adună 03
82	04	76				HLT		Sfîrșitul programului

* Acesta îi transmite microprocesorului că trebuie — în acest moment — să „caute" operandul în memorie, la adresa următoare, adică la 8201. Între timp, numărătorul care a fost automat incrementat a transmis deja adresa pe magistrală.

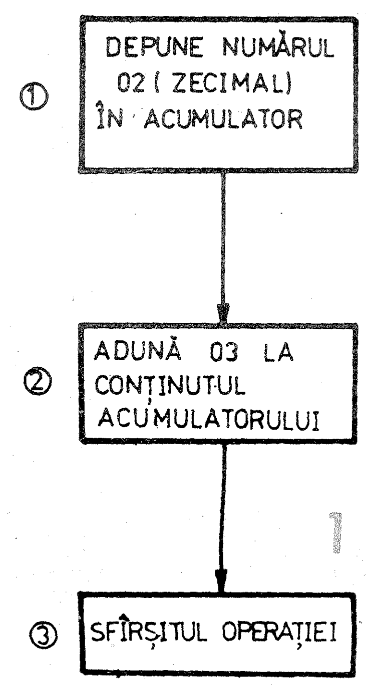
* Este astfel organizat un al doilea tur de citire din memorie sub comanda circuitelor de secvențializare care „regizează" aceste operații. Operandul 02 este depus în acumulator; din cele 2 tabele se observă notația (A), parantezele semnificînd că ne referim nu la registru, ci la conținutul său.

* Numărătorul care a fost incrementat automat, la 8202, adresează în acest mod codul „OPERAȚIE" al instrucțiunii următoare, C6, pentru care se vor derula în mod similar fazele descrise mai sus. În acest moment, circuitele de secvențializare vor face să intervină unitatea aritmetică și logică pentru execuția adunării propriu-zise și rezultatul va fi automat depus în acumulator.

* Ultima instrucțiune HALT este apelată la fel, decodificată, ea avînd drept scop să comande oprirea funcționării sistemului.

În concluzie, acest exemplu a adus în atenția dv. numeroase noțiuni care trebuie explicate în episoadele următoare pe larg, înainte de a studia în detaliu funcționarea microprocesorului. Așadar, în numerele noastre viitoare, vom încerca să răspundem la întrebarea: ce sînt circuitele integrate, să înțelegem pe scurt funcționarea memoriei interne, să examinăm îndeaproape bazele de numerație și importanța lor și multe altele, astfel încît la sfîrșit să putem închega, precum într-un joc de puzzle, structura internă clasică a calculatorului, care se pregătește în prezent să înfrunte noi generații.

FIG.1• ORGANIGRAMA UNEI ADUNĂRI



(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

SUBRUTINĂ DE COLORARE

Prof. ing. MARIUS F. DANCA

Vă propunem în cele ce urmează o subrutină de colorare (umplere) de contururi conexe.

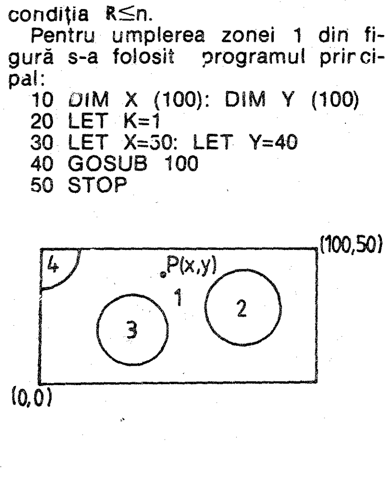
Parametrii care trebuie transmiși subrutinei sînt coordonatele punctului de start: x, y.

Algoritmul este astfel conceput încît se va colora numai zona conexă în care se află punctul de start; astfel, pentru exemplul redat în figură se va umple numai zona 1.

Programul principal cu care se lansează subrutina trebuie să conțină dimensionarea stivei DIM X (n), DIM Y (n), unde n poate fi de exemplu 200 cît și inițializarea variabilei k (k=1). În cazul în care se dorește umplerea unei figuri complexe, trebuie avut grijă să se îndeplinească condiția R≤n.

Pentru umplerea zonei 1 din figură s-a folosit programul principal:

```
10 DIM X (100): DIM Y (100)
20 LET K=1
30 LET X=30: LET Y=40
40 GOSUB 100
50 STOP
```




```
100 LET x(k)=x: LET y(k)=y
110 IF k<>0 THEN  GO TO 130
120 RETURN
130 LET x=x(k): LET y=y(k)
140 LET k=k-1
150 IF POINT (x,y)=0 THEN  GO SU
B 1000: GO SUB 1100: GO SUB 1200:
 GO SUB 1300
160 GO TO 110
1000 LET xsalv=x
1010 IF POINT (x,y)=0 AND x<=254
THEN  PLOT x,y: LET x=x+1: GO TO
1010
1020 LET xdr=x-2: LET x=xsalv
1030 RETURN
1100 LET xsalv=x: LET x=x-1
1110 IF POINT (x,y)=0 AND x>=0 TH
EN  PLOT x,y: LET x=x-1: GO TO 11
10
1120 LET xst=x: LET x=xsalv
1130 RETURN
1200 IF y<=174 THEN  LET xsalv=x:
 LET ysalv=y: LET x=xst: LET y=y+
1: GO TO 1220
1210 RETURN
1220 IF x<xdr THEN  GO TO 1240
1230 LET x=xsalv: LET y=ysalv: RE
TURN
1240 IF POINT (x,y)=0 AND x<xdr T
HEN  LET x=x+1: GO TO 1240
1250 IF x<=xdr THEN  GO TO 1270
1260 GO TO 1220
1270 IF POINT (x,y) AND x<=xdr TH
EN  LET x=x+1: GO TO 1270
1280 LET k=k+1: LET x(k)=x: LET y
(k)=y: GO TO 1220
1300 IF y>=1 THEN  LET xsalv=x: L
ET ysalv=y: LET x=xst: LET y=y-1:
 GO TO 1320
1310 RETURN
1320 IF x<xdr THEN  GO TO 1340
1330 LET x=xsalv: LET y=ysalv: RE
TURN
1340 IF POINT (x,y)=0 AND x<xdr T
HEN  LET x=x+1: GO TO 1340
1350 IF x<=xdr THEN  GO TO 1370
1360 GO TO 1320
1370 IF POINT (x,y) AND x<=xdr TH
EN  LET x=x+1: GO TO 1370
1380 LET k=k+1: LET x(k)=x: LET y
(k)=y: GO TO 1320
```

APELUL TELEFONIC CONTROLAT DE CALCULATOR

E. MĂRĂCINEANU, T.N. STĂNESCU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

3. **Aplicaţie: Agendă telefonică computerizată**

Programul AGENDA scris în limbaj BASIC este o aplicaţie de tip fişier-microbază de date, pentru care înregistrările (articolele) sînt specifice unei agende telefonice personale. Fiecare articol corespunde unei persoane cunoscute de către posesorul agendei, fiind determinat de cîmpurile din tabel.

Cu articole avînd această structură de cîmpuri se pot realiza agende telefonice personale cu maximum 4∅3 înregistrări (articole), ceea ce se poate considera că este suficient atît pentru o persoană particulară, cît şi într-o activitate de secretariat.

Programul AGENDA asigură posibilitatea creării unei agende telefonice (cu o structură de cîmpuri identică cu cea indicată mai sus), reactualizarea acesteia (introducerea unor articole noi şi/sau ştergerea unor articole sau modificarea conţinutului unor cîmpuri), listarea articolelor din agendă şi crearea în acest mod a unei agende cu adresele şi numerele de telefoane ale persoanelor cunoscute. De asemenea, programul mai asigură căutarea şi găsirea unui anumit articol, sortarea articolelor după un anumit cîmp (se poate realiza în acest mod o agendă în care persoanele să se succeadă în ordine alfabetică indiferent de ordinea în care au fost introduse în agendă), precum şi apelul telefonic automat al unei persoane din agendă. Bineînţeles că posibilitatea apelului telefonic automat va fi actuală numai dacă în prealabil s-a introdus în cadrul programului rutina pentru apelul telefonic, aşa cum s-a arătat la punctul 2, şi dacă s-a realizat interfaţa calculator-telefon şi modificarea din cadrul calculatorului, arătate la punctul 1.

Utilizarea programului AGENDA este de tip conversaţional, bazîndu-se pe tehnica meniurilor.

După încărcarea programului cu comanda LOAD " " sau LOAD "AGENDA", programul se lansează automat şi apare pe ecran un meniu cu următoarele opţiuni:

1. Adaugă articol în fişier
2. Modifică un articol
3. Şterge un articol
4. Caută/sortează articole
5. Listează articole şi apel telefonic
6. Salvare fişier pe casetă
7. Ieşire din program

În vederea selecţiei unei opţiuni din listă, se tastează numărul opţiunii şi apoi <CR>.

OPŢIUNI

1. **Adaugă articol în fişier**

La alegerea acestei opţiuni (care în cazul în care nu este nici un articol înregistrat este similară cu începerea creării fişierului)) se va asigura afişarea secvenţială a titlurilor fiecărui cîmp, după care se va tasta <CR>, pentru introducerea informaţiei corespunzătoare cîmpului articolului respectiv. Programul va proteja introducerea unor caractere de alt tip decît s-a indicat la descrierea cîmpurilor sau introducerea într-un cîmp a unui conţinut mai mare decît cel indicat.

De exemplu, calculatorul nu va lua în considerare (nu va afişa) litere dacă se va încerca introducerea lor în cîmpul NUMĂR. De asemenea nu va mai lua în considerare literele introduse în cîmpul NUME dacă numărul acestora a depăşit 15.

Dacă s-a terminat introducerea articolelor sau se doreşte modificarea unor articole, se va tasta "=" (SS+L) şi se va reveni la meniu.

Articolele introduse vor fi memorate în ordinea în care au fost introduse.

2. **Modificarea unui articol**

Această opţiune este practic asemănătoare cu opţiunea 1, cu excepţia faptului că fiecare cîmp este afişat împreună cu conţinutul său care se va putea modifica. După indicarea opţiunii, calculatorul va cere numărul articolului care se doreşte a se modifica.

Activînd tasta <CR>, se va putea menţine conţinutul prezent al înregistrării; introducerea altei informaţii în prealabil va duce la modificarea cîmpului respectiv.

3. **Şterge un articol**

Atunci cînd o înregistrare este înlăturată (acest lucru se face după acţionarea opţiunii 3 prin indicarea numărului articolului respectiv), toate celelalte înregistrări aflate deasupra ei vor fi deplasate în jos, modificîndu-se în mod corespunzător şi numerele lor de ordine.

O înregistrare înlăturată este pierdută definitiv.

4. **Caută/sortează articole**

După selectarea acestei opţiuni se va activa tasta F (litera în video invers) pentru regăsirea (căutarea) unei înregistrări sau tasta S (litera în video invers) pentru sortarea înregistrărilor.

Căutarea (regăsirea). Cîmpurile sînt afişate pe ecran în vederea selecţiei cîmpului dorit, prin introducerea valorii (cheii de căutare) pe care trebuie să o găsească programul. Dacă, de exemplu, se selectează cîmpul 1 cu cheia de căutare IONESCU, programul va examina toate înregistrările care au pe cîmpul 1 primele şapte caractere identice cu cheia IONESCU.

Înregistrările sînt afişate una cîte una, prin activarea oricărei taste.

La găsirea unei anumite înregistrări există şi posibilitatea apelului telefonic automat.

Sortarea. Ca şi pentru opţiunea de regăsire, se selectează cîmpul dorit, întregul fişier fiind sortat în ordinea ascendentă a conţinutului acestui cîmp.

În funcţie de tipul cîmpului (text sau numeric), sortarea (automată) se va face în mod diferit, şi anume alfabetic sau numeric. De exemplu dacă se va indica cîmpul 1 (NUME) înregistrările se vor memora în ordinea alfabetică a numelui la fel ca în Cartea de telefoane. Toate înregistrările vor fi deplasate fizic, schimbîndu-se în mod corespunzător şi numerele lor de ordine. Dacă în fişier sînt multe înregistrări, această operaţie necesită un anumit timp (mai multe secunde).

5. **Listează articole şi apel telefonic**

În scopul listării articolelor se introduc numerele de ordine ale primei şi ultimei înregistrări din zona fişierului care se doreşte a fi afişat pe ecran (opţiunea **s**). Pentru fiecare articol listat se întreabă dacă se doreşte apel telefonic (d/n). Dacă se indică opţiunea de apel telefonic (c), programul va solicita indicarea faptului dacă acest apel este pentru acasă (a) sau pentru serviciu (s), apoi dacă este vorba de un apel interurban (i) sau local (l). După formarea automată a numărului la semnal ocupat programul oferă posibilitatea reformării automate a numărului telefonic.

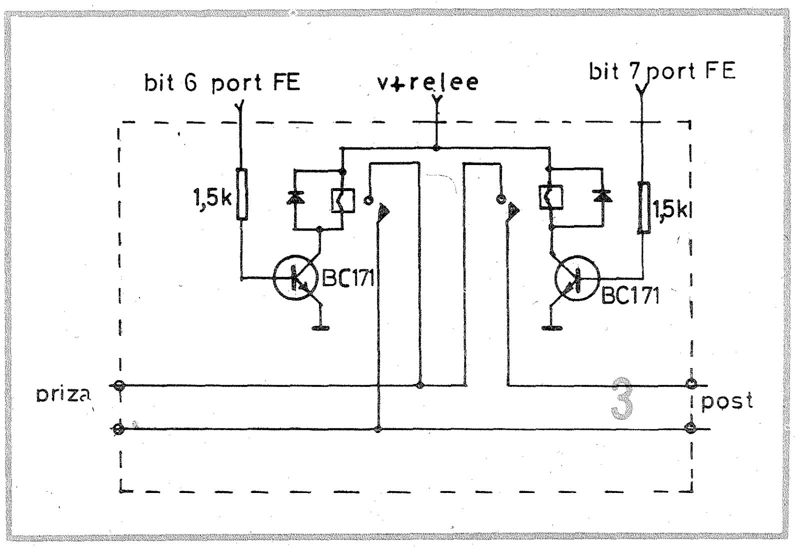
6. **Salvarea agendei (stocarea fişierului pe casetă)**

Opţiunea asigură stocarea pe casetă atît a programului de gestiune a fişierului, cît şi a fişierului de date. La indicarea opţiunii va apărea mesajul "START TAPE AND PRESS ANY KEY". Se va porni casetofonul asigurîndu-se înregistrarea programului şi a datelor şi apoi se va acţiona oricare tastă. Programul va fi salvat cu autostartare. După înregistrare programul salvat se va putea verifica.

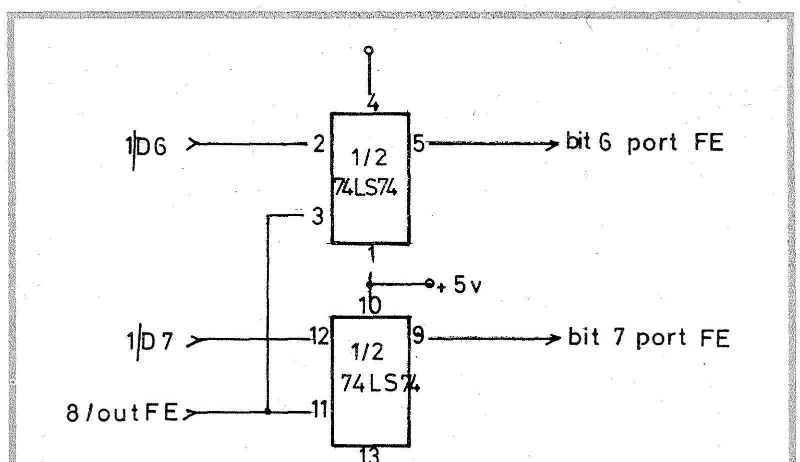
7. **Ieşire din program**

La indicarea acestei opţiuni programul va întoarce mesajul "Fişier închis sigur? (Da/Nu)" şi numai după ce se va indica "Da" programul se va autodistruge, intrîndu-se în interpretorul BASIC. Dacă se va indica "Nu", se va trece la lista de opţiuni pentru a se indica altă opţiune.

Pentru a nu se ieşi din întîmplare în interpretorul BASIC, de exemplu prin acţionarea din greşeală a tastei BREAK, este recomandabil să se utilizeze în cadrul programului o rutină de dezactivare a acestei comenzi.



3



4

RUTINA 1

5CD2	11∅∅5B	LD DE, # H5B∅∅
5CD5	1A L5CD5	LD A, (DE)
5CD6	B7	OR A
5CD7	C8	RET Z
5CD8	47	LD B, A
5CD9	26FF	LD H, # FF
5CDB	3E87	LD A, # 87
5CDD	CDF45C	CALL L5CE4
5CEO	CDEF5C L5CE∅	CALL, L5CEF
5CE3	3E40	LD A, # 4∅
5CE5	CDF15C	CALL L5CF1
5CE8	10F6	DJNZ L5CE∅
5CEA	∅∅	NOP
5CEB	∅∅	NOP
5CEC	13	INC DE
5CED	18E6	JR L5CD5

RUTINĂ PENTRU REALIZAREA APELULUI AUTOMAT AL TELEFONULUI

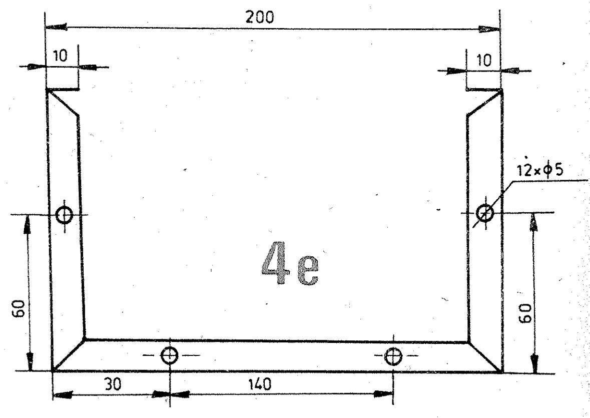
TITLU	TIP	LUNGIME MAXIMĂ (CARACTERE)
NUME	TEXT	15
PRENUME	TEXT	15
STRADA	TEXT	15
NUMĂR	NUMERIC	3
ORAŞ	TEXT	12
PREFIX	NUMERIC	3
TELEFON ACASĂ	NUMERIC	6
TELEFON SERVICIU	NUMERIC	6
INTERIOR	NUMERIC	4

CÎMPURILE PROGRAMULUI: AGENDA TELEFONICĂ COMPUTERIZATĂ

DISPOZITIV DE ROTIRE A ANTENELOR

Ing. SERGIU FLORICĂ, YO3SF

(URMARE DIN NR. TRECUT)



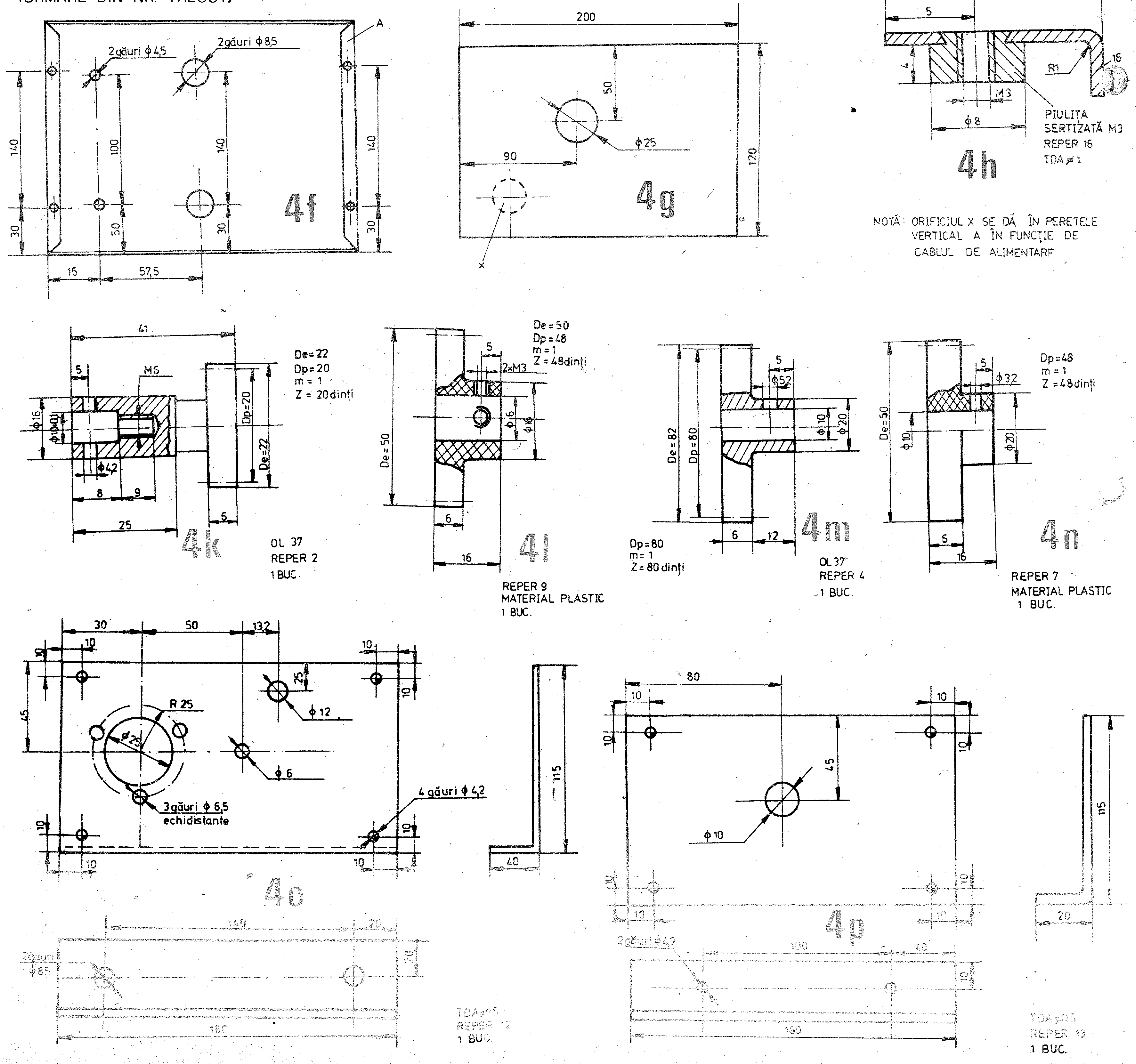
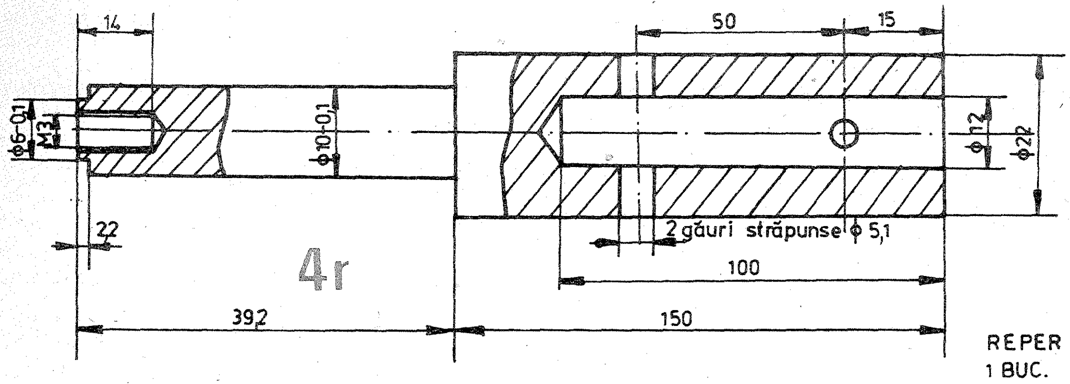
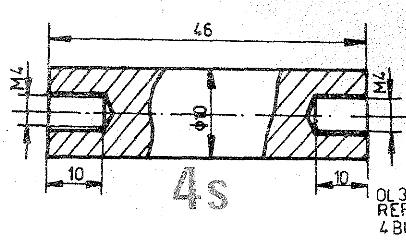


FIG. 4



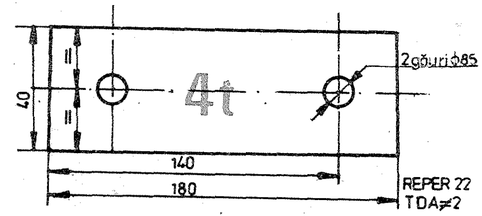
4r

REPER 6
1 BUC.
DURAL



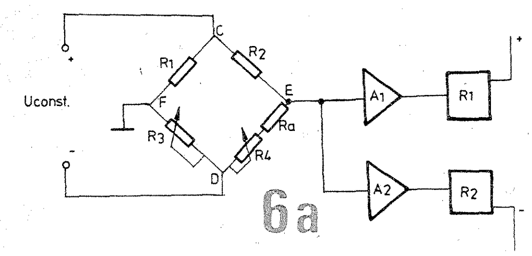
4s

OL 37
REPER 14
4 BUC.

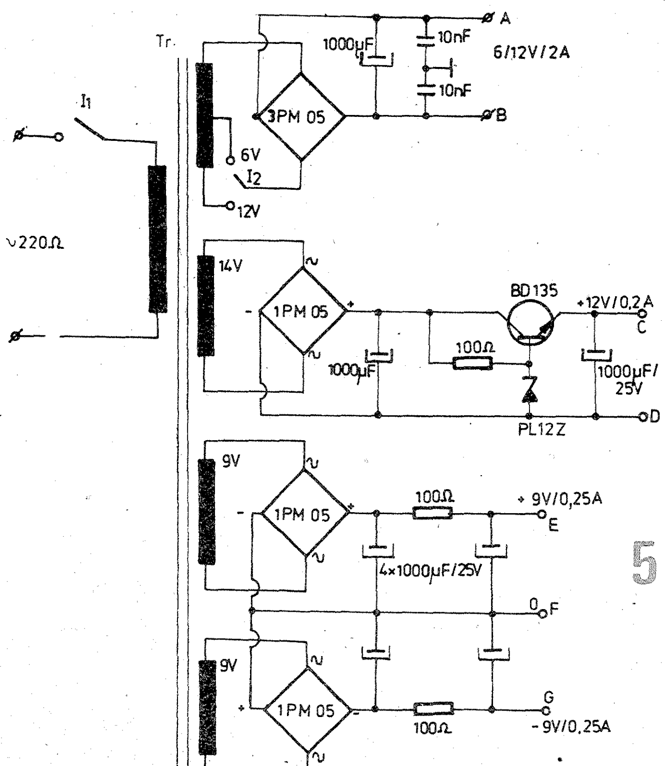


4t

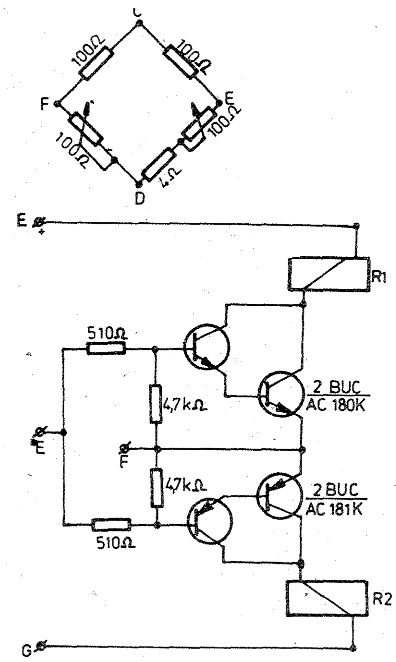
REPER 22
TDA≠2

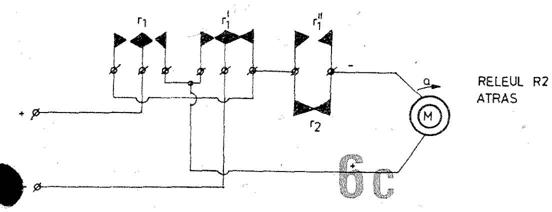


6a

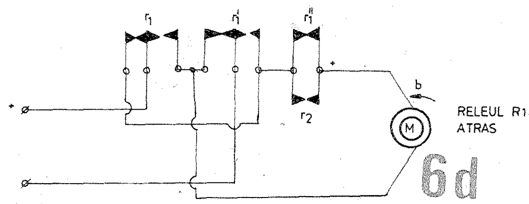


5

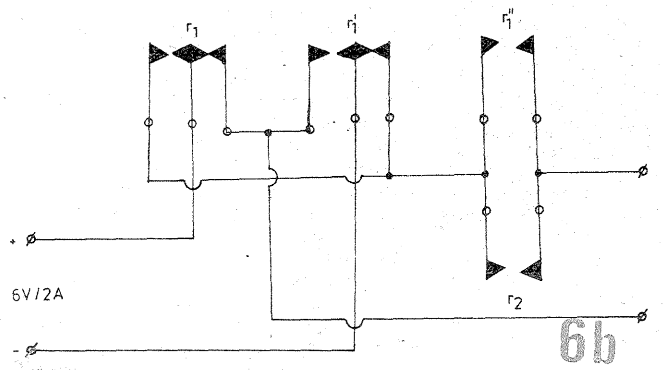




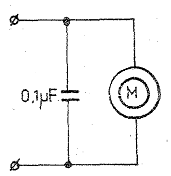
6c



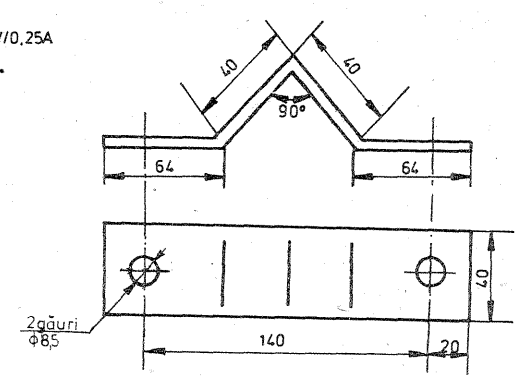
6d



6b

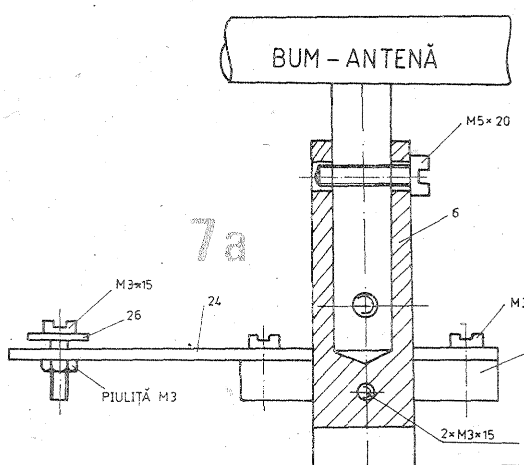


POZIȚIA MOTOR OPRIT

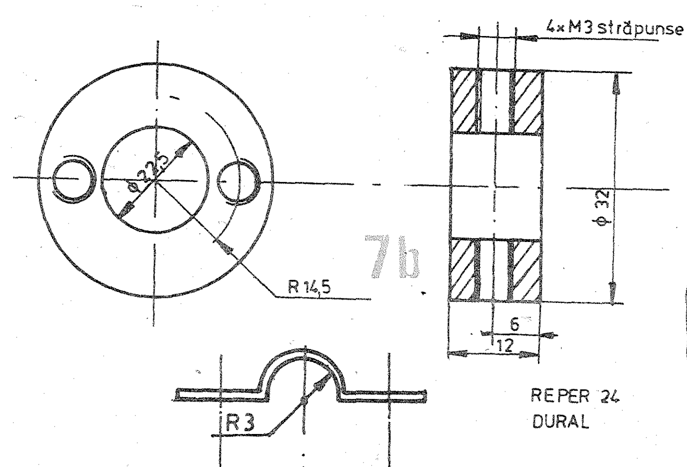


4u

TDA≠2,5
REPER 19
1 BUC.

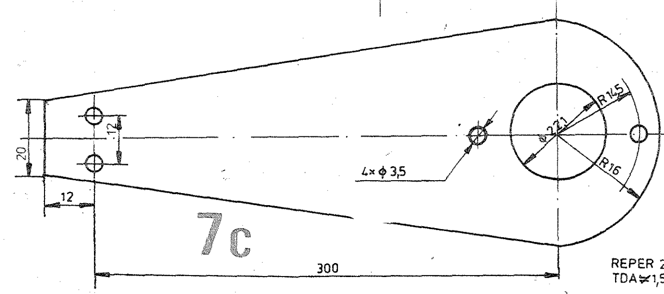


7a



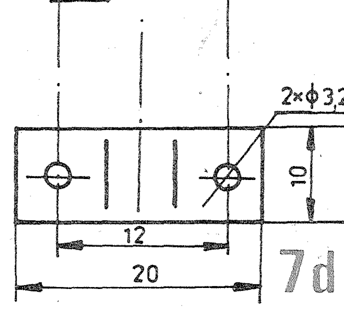
7b

REPER 24
DURAL



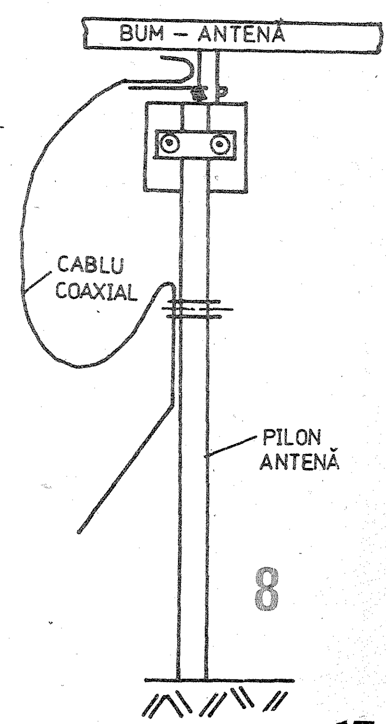
7c

REPER 25
TDA≠1,5



7d

REPER 26
TDA≠1



8

BOBINĂ ELECTRONICĂ

Dr. ing. NICOLAE MARINESCU

Strădania continuă pentru economia de combustibil a îndreptat eforturile specialiştilor spre îmbunătăţirea calităţii aprinderii amestecului combustibil-aer din motoarele termice cu ardere internă şi aprindere prin scînteie, prin asigurarea unei scîntei puternice pentru toate regimurile de funcţionare a motorului respectiv. În paralel s-au urmărit creşterea siguranţei în funcţionare pe ansamblu, micşorarea uzurii unor elemente ale motorului (contacte ruptor, bobină de inducţie, bujii, camă, baterie de acumulatoare etc.), reducerea conţinutului şi duratei operaţiilor de întreţinere şi menţinerea consumului de energie electrică la un nivel cît mai scăzut.

Aceste deziderate sînt în general contradictorii. De exemplu, în cazul în care preţul obţinerii unei scîntei mai puternice este o creştere exagerată a consumului de energie electrică, este posibil ca randamentul motorului să scadă datorită măririi cuplului rezistent la alternator. Diversele moduri de rezolvare a acestor probleme au generat o foarte bogată literatură de specialitate, elaborîndu-se numeroase tipuri de „aprindere electronică".

În acest articol se descrie un mod de realizare a unei „bobine electronice", cu rezistenţă de balast controlată electronic.

În figura 1 este prezentată schema clasică a unei instalaţii de aprindere. Dacă se închide contactul cheii şi se porneşte motorul, scînteia se obţine astfel: la fiecare închidere a contactului ruptor începe încărcarea în curent a înfăşurării primare, limitată la turaţie mică doar de rezistenţa serie a acestei înfăşurări. La turaţie ridicată, timpul scurt de închidere a ruptorului, comparativ cu constanta de timp a circuitului primar al bobinei, nu permite o încărcare completă în curent a înfăşurării primare. La fiecare deschidere a contactului ruptor, tăierea curentului primar determină, în prezenţa condensatorului, un regim oscilant amortizat, care se regăseşte mult amplificat în înfăşurarea secundară. Tensiunea înaltă astfel obţinută se aplică prin distribuitor bujiilor, între electrozii cărora se formează o scînteie, cu atît mai puternică cu cît valoarea curentului găsit în înfăşurarea primară de momentul deschiderii contactului ruptor este mai mare. Din acest motiv se cere supravegherea atentă a unghiului de camă exprimat în grade sau procente Dwell, astfel ca timpul de închidere a contactului ruptor să fie cît mai lung, fără ca aceasta să conducă la o deschidere nesigură sau insuficientă a acestui contact.

Utilizarea unui rezistor de balast în serie cu înfăşurarea primară a bobinei de inducţie, montat în exteriorul acesteia, îmbunătăţeşte funcţionarea dinamică a instalaţiei de aprindere prin reducerea constantei de timp a înfăşurării primare:

$$T_p = \frac{L_p}{R_p},$$

în care L_p este inductanţa înfăşurării primare şi R_p este rezistenţa acestei înfăşurări, la valoarea

$$T'_p = \frac{L_p}{R_p + R_B}$$

în care R_B este valoarea rezistenţei de balast (fig. 2). Acest fapt influenţează favorabil funcţionarea motorului la turaţii ridicate, permite scăderea puterii disipate în interiorul bobinei, care va lucra astfel la o temperatură de regim mai coborîtă, cu efecte pozitive asupra rigidităţii dielectrice între straturi şi înfăşurări, dar micşorează curentul prin înfăşurarea primară, scăzînd astfel energia acumulată în această înfăşurare pe durata închiderii contactului de ruptor (energia acumulată în inductanţa înfăşurării primare este proporţională cu pătratul valorii curentului primar).

Schema electrică din figura 3 îşi propune eliminarea acestui dezavantaj prin controlul electronic asupra rezistenţei de balast în două regimuri critice de funcţionare a motorului termic foarte importante: pornirea şi funcţionarea la turaţie ridicată. Concret, această schemă asigură scurtcircuitarea rezistorului de balast pe toată durata acţionării demarorului la pornire şi pe durate scurte, de cîteva milisecunde, imediat după fiecare închidere a contactului ruptor.

Scurtcircuitarea rezistorului de balast la pornire conduce la creşterea substanţială a curentului de încărcare a înfăşurării primare şi, ca atare, la îmbunătăţirea aprinderii amestecului combustibil-aer. Oricum, la pornire şi turaţie redusă, există timp suficient pentru încărcarea în curent a înfăşurării primare, deci îmbunătăţirea performanţelor dinamice prin creşterea rezistenţei serie nu este necesară, fiind mult mai importantă creşterea curentului respectiv. De exemplu, dublarea acestui curent determină o putere de scînteie de patru ori mai mare, fapt ce asigură o bună pornire, în special în anotimpul rece, cînd capacitatea bateriei de acumulatoare scade şi valoare tensiunii de alimentare pe perioada pornirii, deci fără sprijinul alternatorului, este foarte scăzută, dat fiind şi curentul ridicat solicitat de electromotorul de demaraj în acest timp.

Scurtcircuitarea rezistorului de balast pe perioada pornirii se obţine astfel. La închiderea contactului demaror (fig 3) se alimentează simultan electromotorul EM şi circuitul de bază al tranzistorului de putere T3 prin dioda D2. Tranzistorul T3, în montaj repetor pe emitor, se deschide în zona activă, aproape de limita de saturaţie, şi furnizează direct în înfăşurarea primară curentul necesar, indiferent de starea contactului ruptor. Scurtcircuitarea rezistorului de balast prin tranzistorul T3 nu este perfectă, tensiunea reziduală de pe acesta fiind însă mică, $U_{CE3} = U_{D2} U_{BE3} \approx 1{,}5$ V, faţă de cca 50% din tensiunea de alimentare în cazul absenţei comenzii electronice.

Reducerea tensiunii reziduale este posibilă prin utilizarea unei diode Schottky D2 de curent direct şi tensiune inversă de străpungere apropiate de tipul indicat în figura 3, dar procurarea unei astfel de diode este dificilă. În acest caz s-ar putea obţine o tensiune reziduală $U_{CE3} \approx 1$ V.

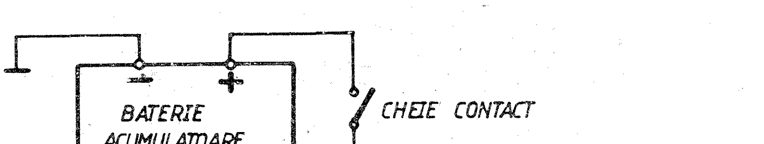
La încetarea acţionării demarorului devine activ circuitul monostabil, format din tranzistoarele T1 şi T2 şi componentele pasive aferente acestora, comanda lui fiind asigurată de ruptor.

La închiderea contactului ruptor, condensatorul C1 este complet descărcat. Această stare a fost asigurată în prealabil prin descărcarea sa prin rezistoarele R1, R2 şi R3, astfel că la închiderea contactului ruptor, ambele tranzistoare T1 şi T2 se deschid la saturaţie, stare care încetează la terminarea încărcării condensatorului C1 prin tranzistorul T2, rezistorul R3 şi joncţiunea bază-emitor a tranzistoului T1, pe care îl menţine astfel deschis o durată de cîteva milisecunde. Pentru motoarele în 4 timpi cu turaţii maxime obişnuite de 6 000—7 000 rot/min şi cu vîrf de putere în jurul turaţiei de 5 000 rot/min, durata indicată a scurtcircuitării rezistorului de balast este de circa 4 ms, timp în care se comandă prin tranzistorul T1 şi dioda D1 deschiderea tranzistorului T3 în mod asemănător ca la pornire. Se obţine astfel o comandă în forţare a înfăşurării primare la fiecare început de ciclu de încărcare în curent a acestei înfăşurări. Şi în acest caz utilizarea unei diode Schottky D1 poate îmbunătăţi forţarea prin reducerea tensiunii reziduale U_{CE3} de la 1,6 V la circa 1,1 V.

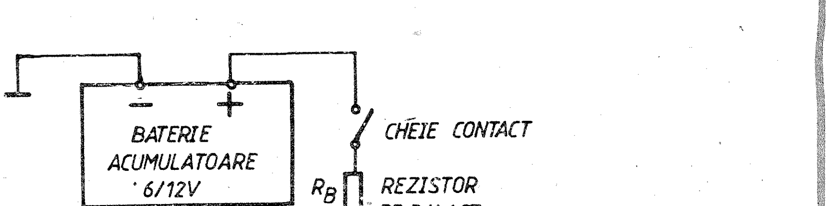
La scăderea curentului de încărcare a condensatorului C1 sub un anumit prag, tranzistorul T1 începe să se închidă, proces care se amplifică prin reacţie regenerativă în etajele ambelor tranzistoare T1 şi T2, pînă la blocarea lor totală. Închiderea tranzistorului T1 reduce injecţia de curent în baza tranzistorului T2 şi permite astfel descărcarea condensatorului C1 prin rezistoarele R1, R2 şi R3, ceea ce creează o tensiune inversă pe joncţiunea bază-emitor a tranzistorului T1, întărindu-i starea de blocare.

O particularitate a schemei prezentate o constituie faptul că circuitul monostabil încetează să mai fie alimentat pe perioada deschiderii contactului de ruptor, timp în care condensatorul C1 continuă să se descarce pe circuitul descris anterior.

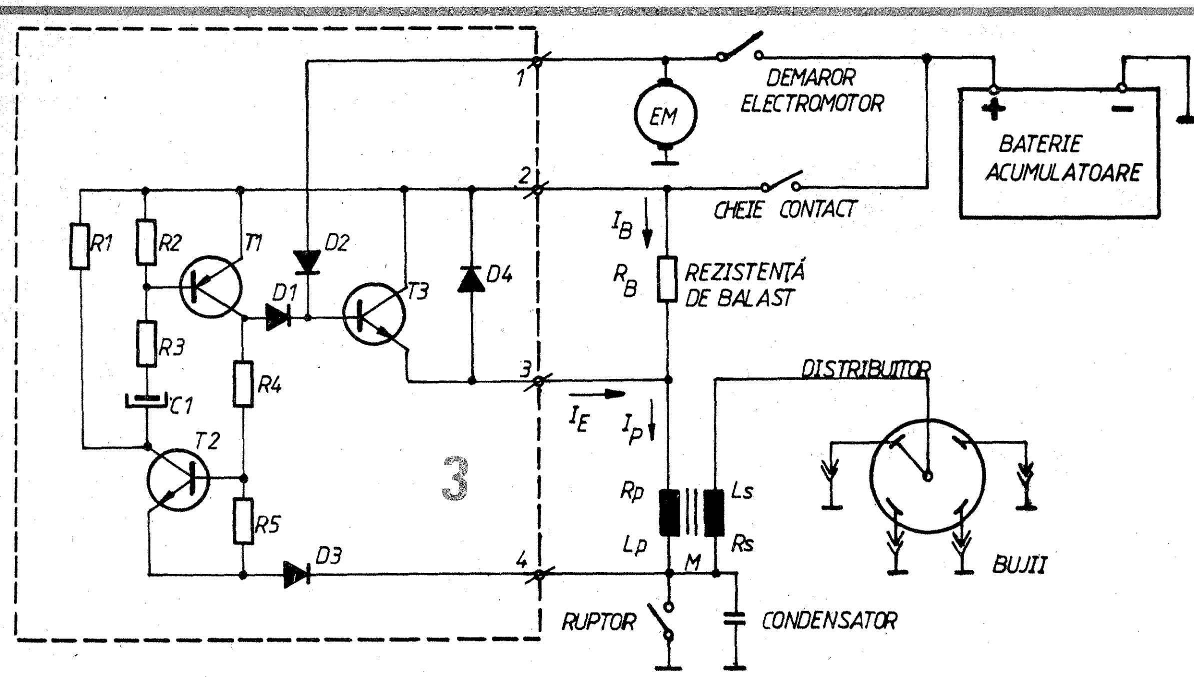
Aşa cum s-a arătat, curentul din înfăşurarea primară a bobinei de in-



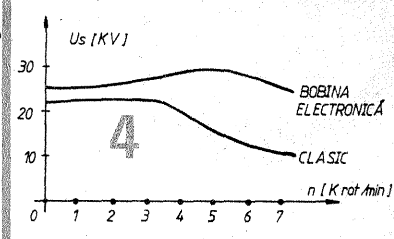
1

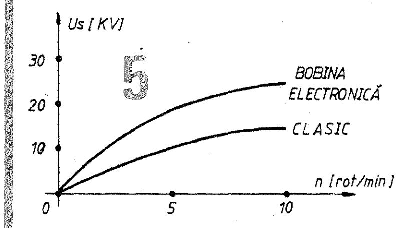


2



R1 = 100Ω; R2 = 470Ω; R3 = 330Ω; R4 = 1K; R5 = 10K;
C1 = 4,7μF; D1 = D2 = D3 = D4 = 1N4007; T1 = BD136;
T2 = BC107B; T3 = BDY58.





ducție crește rapid în perioada de forțare spre o valoare mult mai mare (de regulă, dublă) față de valoarea I_P dictată de rezistența de balast, după care, dacă starea de contact închis a ruptorului se menține, acest curent se stabilizează la valoarea I_P. Rezultă că la turații reduse efectul forțării este neglijabil, duratele de închidere a contactului ruptor fiind oricum suficient de mari pentru stabilizarea curentului la valoarea I_P și în absența forțării electronice. La turații ridicate, în schimb, forțarea permite încărcarea completă în curent a înfășurării primare, fapt ce nu ar fi fost posibil în cazul clasic în care durata scurtă de închidere a contactului ruptor nu ar permite decît o încărcare parțială în curent a înfășurării primare. Acest efect este redat clar în figura 4, care prezintă valoarea tensiunii înalte secundare în gol în cazul clasic și în cazul utilizării bobinei electronice, în funcție de valoarea turației axului motor.

Figura 5 conține aceeași diagramă în zona turațiilor foarte joase, de pornire, efectul bobinei electronice fiind de asemenea foarte concludent.

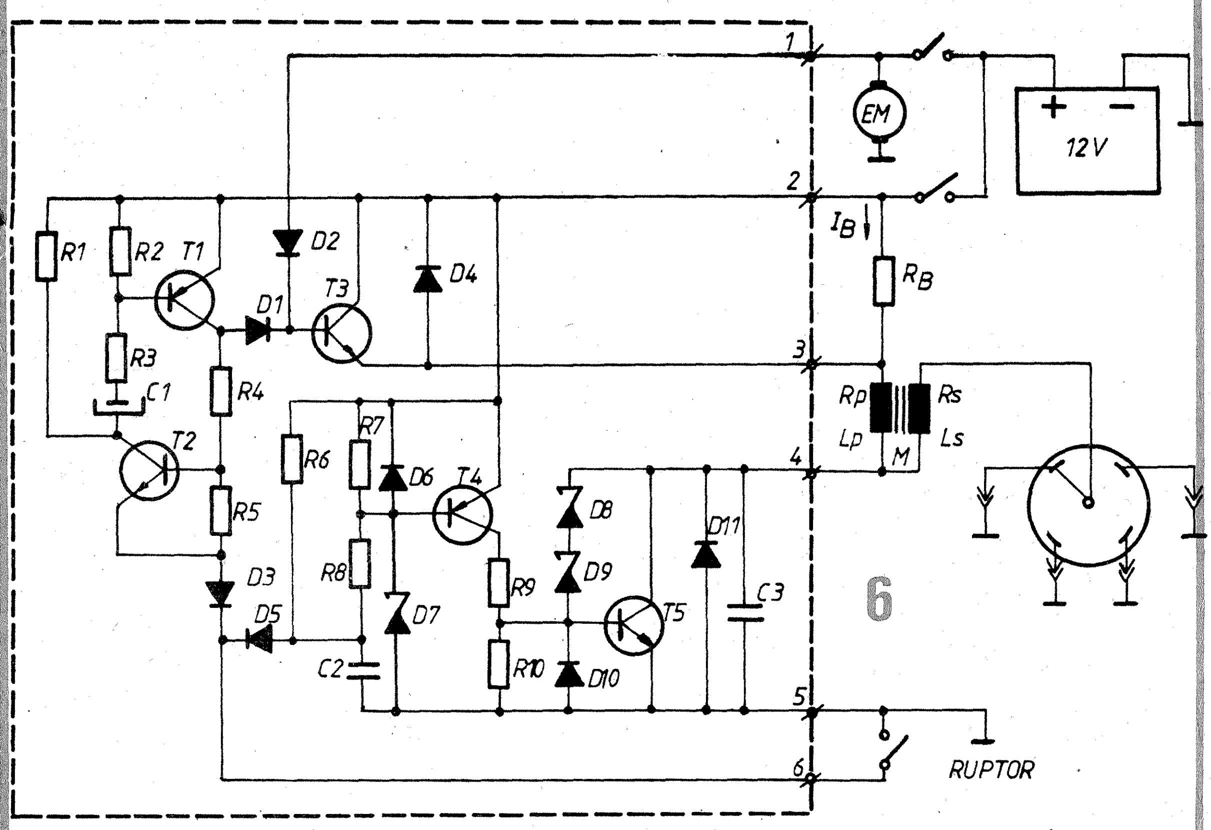
Experimentările s-au realizat pe o bobină de inducție de 12 V, cu R_P = R_B = 1,5Ω.

Utilizarea bobinei electronice ameliorează deci mult arderea amestecului combustibil-aer, determinînd o economie sensibilă de combustibil în toate regimurile critice de funcționare a motorului termic. Tensiunea furnizată bujiilor rămîne superioară valorii de 20—25 kV, fapt ce reduce depozitele de calamină de pe electrozii bujiilor, prelungindu-le durata de bună funcționare. Demarajele sînt mai scurte, solicitînd mai puțin timp bateria de acumulatoare și electromotorul. Ca efect negativ semnalăm creșterea curentului mediu absorbit de la bateria de acumulatoare, care este însă semnificativă numai la turații ridicate, căci în faza de pornire curentul absorbit de electromotor este cu mult acoperitor față de cel solicitat de instalația de aprindere.

Se menționează că această creștere nu este alarmantă căci, la turații ridicate, ea compensează doar scăderea de consum a aprinderii clasice datorită timpului insuficient de încărcare în curent a înfășurării primare. La turații ridicate totuși, bobina de inducție se va încălzi mai mult decît în cazul aprinderii clasice.

Realizarea și montarea bobinei electronice nu ridică probleme deosebite. Montajul electronic se execută într-o cutie de dimensiuni reduse, care se atașează de colierul de fixare a bobinei de inducție, astfel că legăturile la bornele 2, 3, 4 (fig. 3) pot fi foarte scurte.

Rezultate superioare se pot obține combinînd folosirea bobinei electronice cu cea a unei aprinderi electronice de orice tip. Cu titlu de exemplificare se prezintă în figura 6 aplicarea simultană a acestor dispozitive utilizînd aprinderea electronică descrisă într-un articol anterior („Tehnium", nr. 8/1988). În acest caz, la lista avantajelor se adaugă protecția contactelor de ruptor, funcționarea sigură la valori foarte reduse ale tensiunii de alimentare, protecția bobinei de inducție și scînteie de putere constantă și ridicată. În figura 6, diodele D3 și D5 formează un circuit separator de disjuncție. Dioda D5 se poate omite, dar în acest caz dioda D3 se va conecta cu catodul direct la borna 4 de ieșire a aprinderii electronice. Această conexiune permite realizarea aprinderii electronice combinat cu bobina electronică în unități constructive separate.



R1 = R6 = R10 = 100Ω; R2 = 470Ω; R3 = 330Ω; R4 = 1K; R5 = 10K; R7 = 430Ω;
R8 = 180Ω; R9 = 20Ω; C1 = 4,7μF; C2 = 10nF; C3 = 0,1nF/500V; D1 = D2 = D3 = D4 =
D5 = D6 = D10 = D11 = 1N4007; D7 = PL24Z; D8 = D9 = PL130Z; T1 = T4 = BD136;
T2 = BC107B; T3 = BDY58; T5 = BU526.

RADIORECEPTOR

Mă numesc Adrian Ursache, sînt elev al Liceului Industrial nr. 1 Reșița și sînt un pasionat al electronicii, urmărind cu interes schemele publicate în revista „Tehnium". În speranța că dorința mea poate deveni realitate, propun tuturor celor interesați construcția unui receptor UL—UM experimentat de mine și ușor de realizat. Schema de principiu este prezentată în figură.

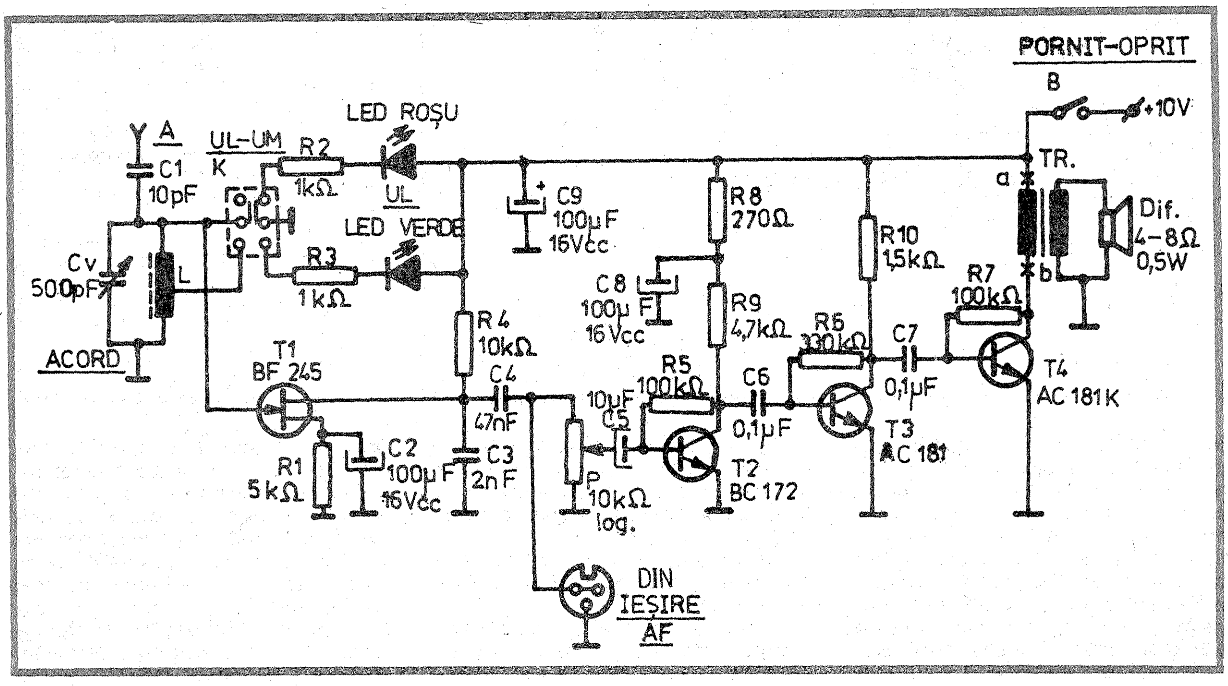
Semnalul de radiofrecvență este captat de antena „A" (un fir de sîrmă CuEm Ø0,6 mm și de lungime 10—15 m) și aplicat circuitului oscilant, alcătuit de inductanța L și condensatorul variabil Cv, prin intermediul unui condensator ceramic de 10 pF. Semnalul selectat de acest circuit oscilant se aplică direct pe grila tranzistorului cu efect de cîmp BF245, la ieșirea căruia, pe drenă, se obține chiar semnalul de audiofrecvență. Condensatorul C3 (2 nF) are rolul de a pune la masă componenta de radiofrecvență rămasă nedetectată. În continuare, semnalul de audiofrecvență se aplică unui amplificator AF (de cca 300 mW) ce permite conectarea, prin intermediul unui transformator de ieșire, a unui difuzor de impedanță Z=4...8Ω sau conectarea directă a unei căști cu Z =min. 500Ω (de exemplu, două căști înseriate — pentru o impedanță mai mare — de tipul acelora care se folosesc la receptoarele „RIC"), în punctele „a" și „b" figurate pe schemă.

Comutatorul K (2x2 poziții) îndeplinește rolul de schimbare de gamă (prin șuntarea unei porțiuni din inductanța L) și, totodată, prin intermediul diodelor LED, indică gama recepționată.

Inductanța L se realizează prin bobinarea a 250 de spire cu diametrul sîrmei de 0,15 mm pe o bară cilindrică din ferită Ø8 mm, cu lungimea de 7...10 cm. Priza se ia la spira 70, începînd de la „capătul rece".

Transformatorul de ieșire se realizează pe un miez de tole de ferosiliciu, (E+I) de 0,5...1 cm², cu întrefier de 0,1 mm. Primarul conține 1 000 de spire sîrmă CuEm Ø0,07—0,12 mm, iar secundarul are 100 de spire CuEm Ø0,25...0,35 mm. Alimentarea se poate face de la două baterii „plate" de 4,5 V (3 R12) înseriate sau de la un alimentator exterior.

Radioreceptorul astfel realizat oferă recepția posturilor locale cu o calitate impecabilă a sunetului, bineînțeles pentru modulația de amplitudine. Prin intermediul bornei DIN, radioreceptorul poate fi branșat la o stație AF auxiliară.

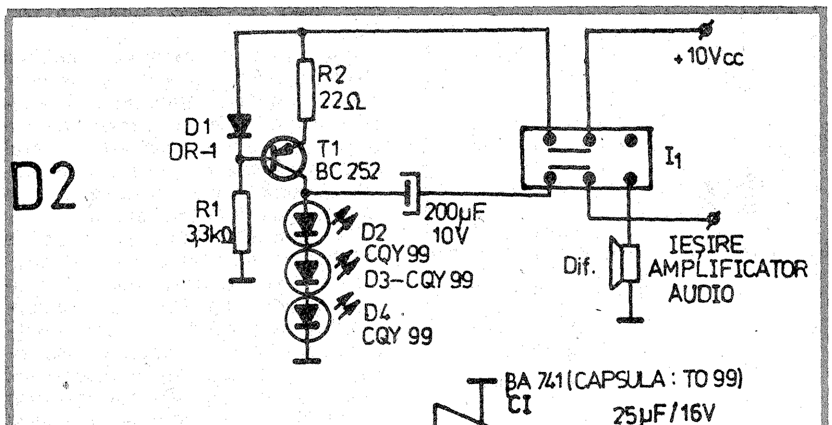


ADAPTOR TV

Doriți să nu deranjați pe nimeni cînd vă uitați la televizor? Nimic mai simplu. Realizînd circuitul din figură, puteți viziona programul TV fără ca în exterior să se audă sonorul. Dispozitivul D1 — receptorul — va fi așezat pe o pereche de căști, iar D2 — emițătorul — pe televizor. Așezîndu-vă, cu căștile pe cap, în fața televizorului, fotodioda va recepționa mesajul audio transmis de emițător. Acesta, amplificat, va putea fi audiat în căști.

Avantajul schemei este că nu se utilizează legătură prin cablu și nu influențează instalațiile din apropiere.

Realizarea îngrijită a montajului va da satisfacție imediată tuturor amatorilor. *(studentă Dana Niculescu)*



TESTER PENTRU βE555

Mă numesc Cristian Ciocan și sînt elev la Liceul de Matematică—Fizică din Sfîntu-Gheorghe. Electronica fiind pasiunea mea, revista „Tehnium" m-a ajutat să-mi îmbogățesc cunoștințele din acest domeniu.

Aș dori să propun cititorilor un „Tester pentru βE555".

După cum se poate observa din schema electrică, montajul este destul de simplu, fiind format din trei rezistențe, un condensator și două diode luminescente (LED-uri). Am reprezentat punctat circuitul integrat ce trebuie verificat. Pentru a putea verifica circuitele prezentate atît în variantă cu 2x4 terminale, cît și cele cu 2x7 terminale, am montat două socluri corespunzătoare în paralel. Terminalele sînt indicate în tabelul alăturat.

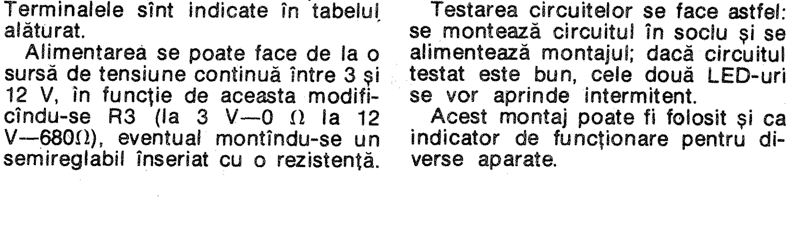
Alimentarea se poate face de la o sursă de tensiune continuă între 3 și 12 V, în funcție de aceasta modificîndu-se R3 (la 3 V—0 Ω la 12 V—680Ω), eventual montîndu-se un semireglabil înseriat cu o rezistență.

Consumul montajului nu depășește 20—25 mA, în cazul folosirii LED-urilor cu Ø5 mm, cu un consum de 20 mA

PINI	TIP C.I. βE555 D.I.L. 2x4	TIP C.I. βE555 D.I.L. 2x7
V−	1	4
V+	8	11
IEȘ	3	6
DESC	7	10
ALO	4	7
PS	6	9
PJ	2	5

Testarea circuitelor se face astfel: se montează circuitul în soclu și se alimentează montajul; dacă circuitul testat este bun, cele două LED-uri se vor aprinde intermitent.

Acest montaj poate fi folosit și ca indicator de funcționare pentru diverse aparate.



ECONOMIZOR

Montajul prezentat în figura 2 își propune micșorarea puterii consumate de la rețea de către televizoarele cu circuite integrate de producție indigenă cu 5%. Aceasta presupune intervenția în cadrul alimentării sincroprocesorului TBA950, și anume înlocuirea rezistorului R809 (8,2 kΩ/5 W). În schema originală (fig. 1) acesta are rolul de a asigura pornirea sincroprocesorului și, ca urmare, excitarea etajului final linii (BU205), ceea ce duce la apariția unei tensiuni „recuperate" din care se alimentează parțial și sincroprocesorul. O dată alimentat sincroprocesorul, rezistorul R809 disipă inutil 3,2 W, „încărcînd" și stabilizatorul serie (T801) cu 1,9 W.

Rezistoarele R1 și R2 produc saturația lui T1, care prin curentul lui de colector va alimenta sincroprocesorul. În momentul apariției tensiunii recuperate, tensiunea în catodul lui D803 va atinge valoarea de $13-U_{D803}$ (V), ceea ce va duce la blocarea lui T1, care are potențialul bazei fixat la cca 11 V de dioda D1, prin întoarcerea tensiunii U_{BE}. Dioda D1 nu are rol de stabilizare ($I_{R1} < I_{Zmin}$), ci numai de limitator (tampon) de tensiune.

Rezistorul R2 din colectorul lui T1 poate fi și de putere mai mică, avînd în vedere că disipă numai la pornirea sincroprocesorului, dar această alegere poate duce la distrugerea acestui rezistor prin ambalare termică în cazul în care nu există tensiune „recuperată", datorită unui defect al etajului baleiaj linii.

Tranzistorul T1 se va alege cu $U_{CEX} \geq 200$ V, $I_c \geq 50$ mA, $\beta min \geq 20/I_c$ = 10 mA. Dioda D1 va avea tensiunea, măsurată la I_{Zmin}, de 10÷11,5 V.

Recomand amatorilor acest montaj întrucît economia de energie de numai 5% pe care o realizează, pe o perioadă mai îndelungată și la un număr mai mare de receptoare TV, nu este deloc de neglijat. *(Mihai Popescu)*

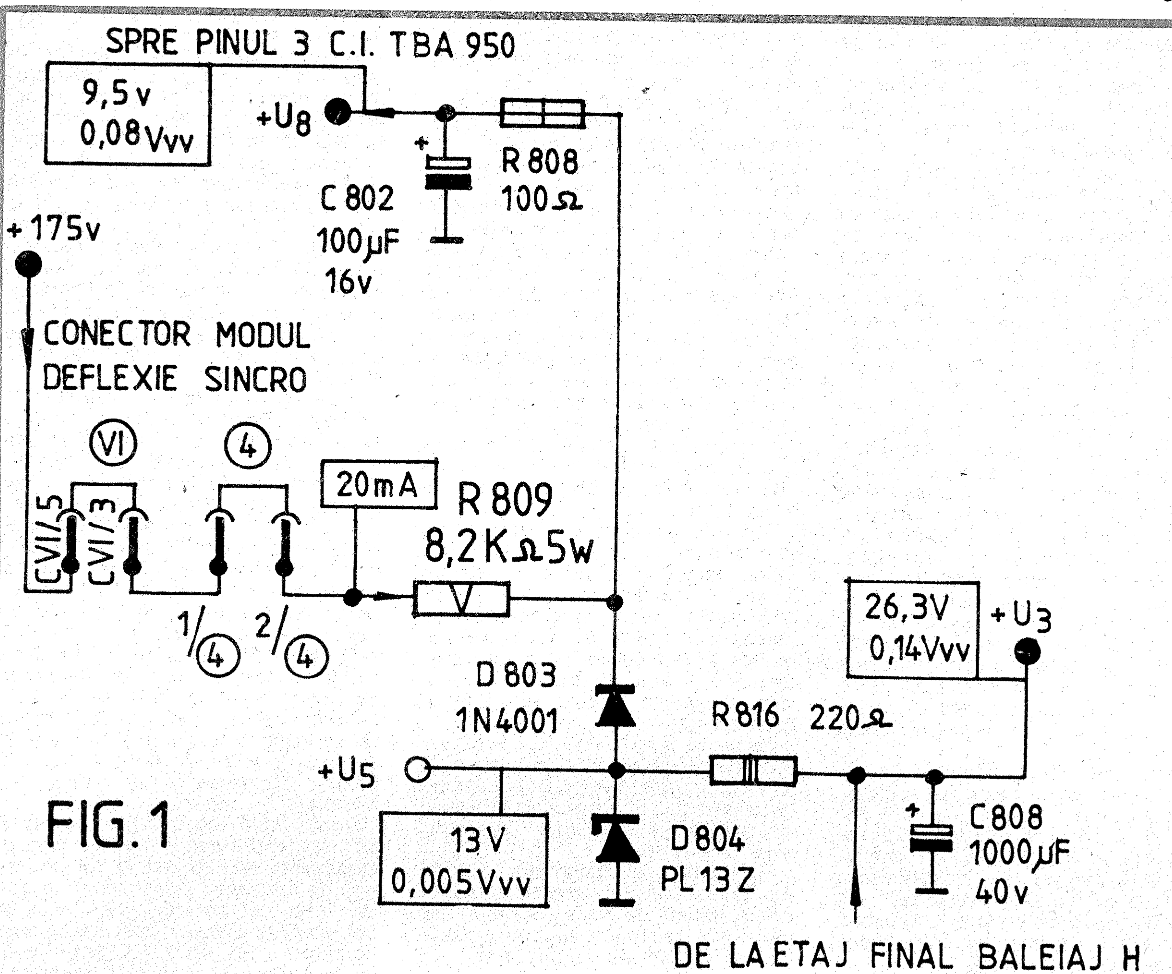


FIG. 1

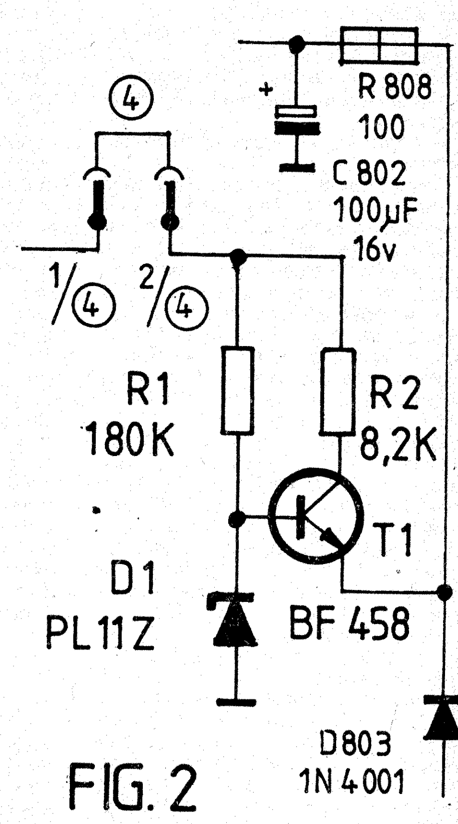


FIG. 2

ATENUATOR

Atenuatorul din figură are impedanța de 75Ω și atenuează între 0 și 42 dB, în trepte de 6 dB.

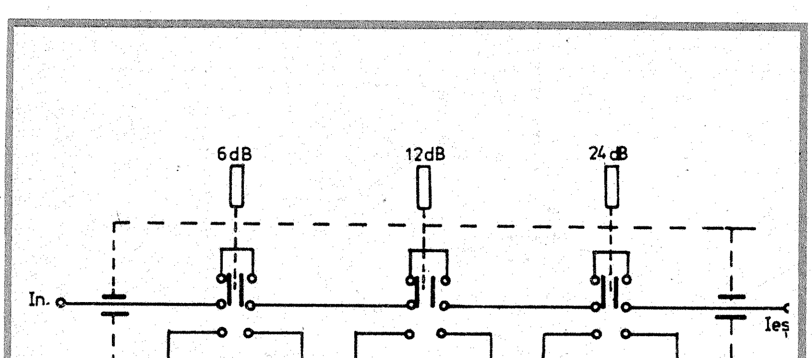
Comutatoarele sînt cu 2x2 poziții, de tipul celor folosite la radioreceptoarele „Solo 100".

Atenuatorul se ecranează în tablă cositorită.

Domeniul de lucru al atenuatorului este pînă la frecvența de 30 MHz, fiind util radioamatorilor ce lucrează în unde scurte. *(D. Marinescu)*

BIBLIOGRAFIE

Colecția AMATÉRSKÉ RADIO 1986—1987



GENERATOR DE CURENT CONTROLAT ÎN TENSIUNE

Circuitul prezentat oferă unele avantaje față de schemele clasice. Este destinat montajelor conectate la masă, cu factor de transfer reglabil.

Circuitul din figura 1, avînd:

$$R1 = R2 = R3 = R4 \gg R5 \text{ și } U_2 = 0,$$

reprezintă un generator de curent constant controlat prin tensiunea U_1.

Ecuațiile sînt valabile atît pentru acest circuit, cît și pentru varianta îmbunătățită prezentată în figura 2, care permite reglarea continuă a factorului de transfer (curent ieșire — tensiune intrare). Reglajul rezistenței interne este independent de reglajul factorului de transfer și nu este influențat de utilizarea intrării inversoare sau neinversoare a amplificatorului operațional.

Pentru ca circuitul să reprezinte un generator de curent, trebuie să existe independența curentului de ieșire față de tensiunea de ieșire, adică rezistența internă să fie infinită.

Condiția pentru aceasta este:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2 + R_5}$$

Atunci curentul de ieșire va fi:

$$I = \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{U_1 - U_2}{R_5}$$

Înlocuind rezistențele $R_2 \div R_5$ cu un potențiometru Rp, se obține circuitul din figura 2. În acest caz:

$$R_2 = (1-x)\,Rp \text{ și } R_5 = x \cdot Rp$$

Curentul de ieșire devine:

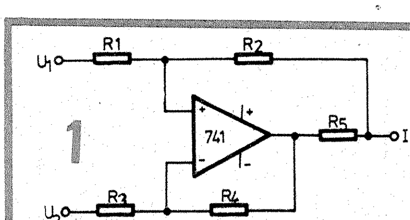
$$I = \frac{U_1 - U_2}{xR_1} \text{ pentru } x = 0 \div 1.$$

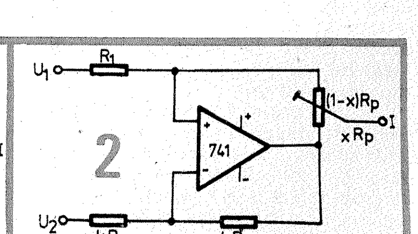
Coeficientul k din figura 2 poate avea orice valoare. Reglarea precisă a rezistenței interne se face conectînd intrarea inversoare a amplificatorului la un potențiometru. (C. Vasile)

BIBLIOGRAFIE

Sdelovaci technika nr. 9/1986;

Elektronik nr. 24/1985.





VOBULOSCOP DE AUDIOFRECVENȚĂ

AURELIAN CĂTĂLIN LĂZĂROIU

Aplicațiile în care se folosește vobuloscopul de audiofrecvență se referă la determinări calitative și cantitative care, în funcție de circuitul sau aparatul analizat, pot fi:
— vizualizări de ansamblu ale caracteristicii de frecvență;
— operații de acord și reglare;
— verificarea funcționării dinamice;
— aprecieri ale variației unor parametri.

Primele două tipuri de determinări se referă la cele bine cunoscute de majoritatea cititorilor. Este vorba de folosirea vobuloscopului pentru vizualizarea caracteristicilor de frecvență ale preamplificatoarelor, ale preamplificatoarelor-corectoare, ale amplificatoarelor finale în regim de putere redusă și în regim de putere maximă, ale egalizoarelor, ale corectoarelor de ton și ale filtrelor de orice tip și configurație.

Amintim aici că pot fi verificate filtrele analogice, analog-discretizate și digitale. Astfel pot fi verificate și acordate filtrele de distribuție folosite în boxele cu mai multe căi, filtrele sincrone, filtrele folosite în orgile de lumini și în aparatura de telecomandă, filtrele pieptene realizate cu linii de întîrziere etc.

Alte aplicații se referă la verificarea funcționării dinamice și la stabilirea domeniilor de lucru ale unor dispozitive și aparate folosite pentru producerea efectelor sonore, cunoscute sub diferite denumiri: Leslie, Doppler, phaser, who-phase, flanger (static sau dinamic, pozitiv sau negativ), rotor-sound, wah-wah, who-who etc. Vizualizarea caracteristicii de frecvență a acestor dispozitive sau aparate este foarte sugestivă și pentru înțelegerea modului de lucru al acestora.

O serie de aplicații se referă la verificările unor tipuri moderne de filtre active. Prin vizualizare se pot verifica blocurile de filtre folosite pentru analiză și sinteză în vocoderele muzicale; se pun în evidență interferențele între filtrele adiacente din aceste blocuri. Se poate aprecia caracteristica de transfer globală (cu interacțiunile corespunzătoare cînd se modifică parametrii unui filtru) a unui set de filtre formantice și a corectoarelor de balans spectral din sintetizatoarele de vorbire și de muzică.

Se pot face aprecieri ale comportamentului dinamic, tranzitoriu al filtrelor de bandă îngustă sau al filtrelor cu pantă de atenuare foarte mare. Se poate urmări răspunsul filtrelor la care frecvența de rezonanță, lățimea de bandă și cîștigul sînt controlate în tensiune.

Un loc aparte în aria aplicațiilor vobuloscopului de audiofrecvență îl constituie verificările liniilor de întîrziere realizate cu CTD-uri, incluse în diferite configurații. Se pot determina limitele de variație a timpului de întîrziere, eficacitatea modulării în frecvență a frecvenței de tact a liniilor, influența nivelului și fazei semnalelor procesate cînd se sumează cu semnalele directe. Toate precizările de mai sus sînt valabile și pentru liniile de întîrziere digitale, realizate cu registre de deplasare sau cu RAM-uri.

Comportamentul în frecvență al liniilor de întîrziere este caracterizat prin apariția pe ecranul vobuloscopului a unei infinități de maxime și minime. Imaginea obținută sugerează cît se poate de plastic denumirea de filtru pieptene dată filtrelor implementate cu linii de întîrziere incluse în configurații adecvate.

Alte aplicații privesc reglarea și verificarea funcționării dinamice a limitatoarelor de zgomot de tip DNF (dynamic noise filter) și a filtrelor de prezență statice sau dinamice.

Se poate verifica, de asemenea, caracteristica de frecvență cu totul particulară a oricărui procesor digital de audiofrecvență.

În domeniul electroacusticii menționăm două aplicații mai importante. Cu ajutorul vobuloscopului se poate determina caracteristica de frecvență globală a unui sistem electroacustic format din microfon, amplificator, difuzoare și sală. Prin intermediul unui egalizor de octavă sau treime de octavă se poate corecta această caracteristică, observînd în timp real orice modificare introdusă de egalizor. În cazul în care sursa de program este alta decît microfonul, pentru evaluarea corectă a caracteristicii de frecvență a sistemului electroacustic, la măsurători se va folosi un microfon special cu liniaritate cît mai bună (B&K).

Prin vizualizare se pot face aprecieri asupra variației modulului impedanței electrice (și implicit a rezonanțelor) difuzoarelor și căștilor de diferite tipuri în funcție de frecvență și a variației acestora la modificările de cuplaj dintre membrana difuzorului și mediul ambiant datorită incintelor acustice în care se montează difuzoarele.

Pentru ca vobuloscopul să fie eficient într-o gamă largă de aplicații, se impun unele condiții pe care trebuie să le prezinte vobulatorul și osciloscopul. Vobulatorul de audiofrecvență trebuie să îndeplinească următoarele condiții specifice:
— domeniu de vobulare continuă: 20—20 000 Hz (sau pe subdomenii de cel puțin o octavă);
— evoluție logaritmică a frecvenței;
— existența reperelor de frecvență;
— amplitudine perfect constantă a semnalului, în tot domeniul vobulat;
— semnalul generat de vobulator să fie sinusoidal, cu coeficient de distorsiuni armonice sub 1%;
— stabilitate a parametrilor specificați, la variații normale de temperatură și tensiune.

Referitor la condiția evoluției frecvenței după o funcție logaritmică, credem că este strict necesară, deoarece, în domeniul audiofrecvenței, toate reprezentările se fac prin intermediul scării logaritmice, în concordanță cu mecanismul percepției auditive umane. Dacă variația frecvenței nu ar fi logaritmică, domeniul de frecvență cuprins între 20 și 1 000 Hz ar fi comprimat în numai cîțiva milimetri situați în stînga ecranului, ceea ce ar face imposibilă orice interpretare sau evaluare în acest domeniu de frecvență, sau compararea acestuia cu restul domeniului.

Osciloscopul trebuie să fie echipat cu tub catodic cu fluorescență (standard P7), cu diagonala de cel puțin 8 cm.

Tuburile catodice cu fluorescență sînt tuburi cu persistență foarte mare, asigurînd o bună vizualizare la viteze scăzute de baleiaj; pe de altă parte, oferă posibilitatea de comparare a ciclurilor succesive deoarece aceste tuburi au două culori distincte — bleu pentru baleiajul curent și galben pentru cel anterior (persistența).

Baza de timp trebuie să aibă valori ale baleiajului cuprinse între 20 și 1 000 ms/div; pentru unele aplicații, existența unui reglaj fin al vitezei de baleiaj, în afara celui în trepte, este binevenită.

Existența unui comutator electronic în osciloscop permite suprapunerea liniilor de bază (axele X) ale canalelor nefolosite ale comutatorului, ca repere de amplitudine.

Descrierea vobulatorului

Sistemul constituit din vobulator și osciloscop și modul de cuplare a acestora cu circuitul analizat sînt indicate în figura 1. Schema simplificată a vobulatorului, indicată în această figură, include un generator de funcții și o serie de etaje care asigură realizarea condițiilor enumerate mai sus.

Schema detaliată a vobulatorului este indicată în figura 2. Generatorul de funcții CI7, de tip monolitic, este ROB8125, realizat în tehnică MONOCIP la CCSIT—CE; el a fost prezentat detaliat în nr. 8/1987 al revistei. Menționăm că acest circuit este compatibil funcțional și pin la pin cu bine cunoscutul XR2206 (EXAR). Deoarece aceste generatoare de funcții au posibilitatea de modulare a semnalului în amplitudine și în frecvență, ele se constituie în circuite ideale pentru realizarea unui vobulator de audiofrecvență simplu și eficient.

Intrarea vobulatorului (punctul A) primește semnalul bazei de timp a osciloscopului, cu formă de rampă liniară. Acest semnal este aplicat unui adaptor de impedanță și nivel realizat cu CI1. Etajul următor, compus din CI2 și componentele aferente, este un circuit de logaritmare, prin intermediul căruia se asigură distribuția simetrică față de centrul ecranului a celor zece octave acoperite de vobulator. Etajul cu CI3 asigură poziționarea și nivelul tensiunii de control ale unui generator de curent controlat în tensiune (T1), în forma sa cea mai simplă. În acest fel se asigură o variație de curent în circuitul pinului 7 (MF), suficientă pentru obținerea unui baleiaj de frecvență în raport de 1:1 000.

Vobulatorul este prevăzut cu reper de frecvență-marker de tip cursor electronic, operațional în tot domeniul de frecvență. Acest reper se obține prin compararea unei tensiuni de referință divizată prin helipotențiometrul HP6 (POZIȚIE MARKER) cu tensiunea de control a generatorului de curent. Cînd cele două tensiuni sînt egale, comparatorul cu CI5 declanșează un circuit basculant monostabil CI6, cu durata de 1 ms. Impulsul generat de acest monostabil activează comutatorul elec-

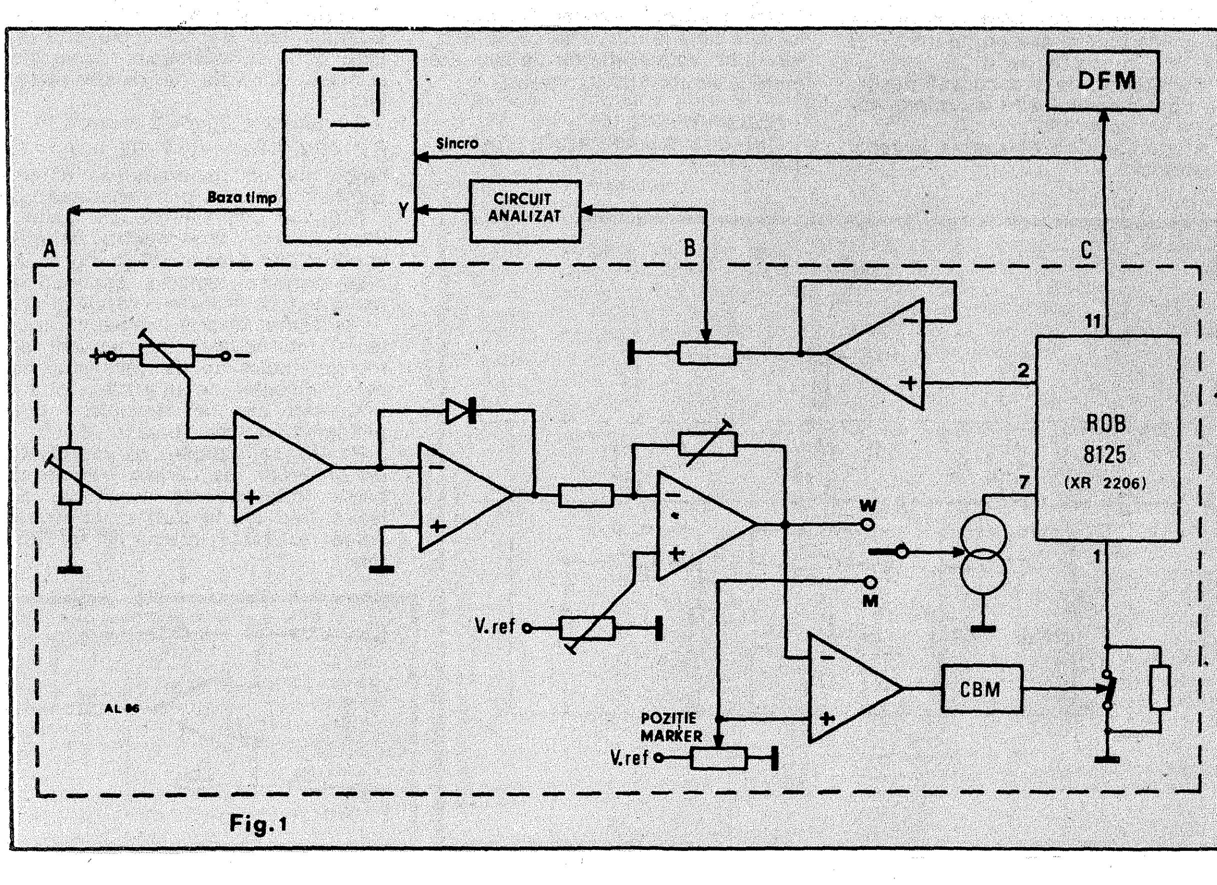


Fig.1

tronic realizat cu un tranzistor MOSFET (T2), inserat în circuitul pinului 1 (MA). Pe durata acestui impuls, amplitudinea semnalului vobulat crește cu 1 dB; în acest fel, pe înfășurătoarea semnalului afișat apare un reper.

Prin trecerea comutatorului S1 din poziția W (vobulator) pe poziția M (măsurare), tensiunea de referință corespunzătoare poziției reperului la un moment dat este aplicată generatorului de curent. În această situație, generatorul de semnal este stopat pe frecvența punctului marcat. Această frecvență, fiind automat afișată pe osciloscop, poate fi măsurată prin intermediul acestuia; pentru precizie, se poate conecta un DFM în circuitul pinului 11 al generatorului, unde este disponibil semnal cu formă de undă dreptunghiulară (punct C).

Ieșirea de semnal sinusoidal a generatorului ROB8125 este aplicată unui amplificator de curent (T3, T4), urmat de un atenuator în trepte (0, -20, -40 dB), cu reglaj continuu în interiorul acestora prin intermediul potențiometrului P13.

Parametrii măsurați ai vobulatorului realizat experimental sînt:

— domeniul de vobulare continuă: 20—20 000 Hz;

— variația de amplitudine a semnalului în domeniul indicat mai sus este 0 dB;

— tensiunea maximă la ieșire: 2 Vrms.;

— distorsiunile armonice la frecvența de 1 kHz sînt ≈0,5% și rămîn sub 1% în tot domeniul vobulat;

— impedanța de ieșire, pe oricare dintre cele trei poziții ale atenuatorului, este de 600 Ω (asimetrică).

Detalii constructive. Toate amplificatoarele operaționale folosite în vobulator sînt de tipul 741; pentru compactizarea construcției am folosit amplificatoare operaționale cvadruple LM 324 (βM324). Pentru uniformizare, circuitul basculant folosește tot un amplificator operațional în configurație de monostabil.

Dioda folosită în circuitul de logaritmare va fi cu germaniu, de uz general. Dioda D3 este o diodă de referință în direct cu siliciu, de tip DRD4 (I.P.R.S.). Tranzistorul T1 este un TUN (BC108), iar tranzistorul T2 este un MOSFET tip ROS01 (I.C.C.E.). Tranzistorul T3 este un TUN (BC107A, BC171A), iar T4 este un tranzistor pnp cu siliciu, de medie putere (BD136, 2N2904).

Pentru a asigura o bună stabilitate termică în timp, se impun unele precizări: rezistențele folosite vor fi de tip RPM, iar condensatorul conectat între pinii 5 și 6 ai generatorului de funcții va fi termostabil (styroflex polycarbonat). Potențiometrul POZIȚIE MARKER va fi, de preferință, un helipotențiometru; semireglabilele vor fi de tip CERMET sau helitrim.

Termostabilitatea vobulatorului poate fi îmbunătățită prin folosirea în locul lui T1 a unui tranzistor din aria termostatată βA726 (I.P.R.S.). În același scop, tensiunile de referință din circuitul intrărilor neinversoare ale CI3 și CI4 pot proveni de la sursa de tensiune de referință bine termostabilizată a unui circuit integrat βA723 sau ROB723. Pentru aceasta se cuplează plusul sursei de alimentare la pinul 8, iar pinul 5 se conectează la masă. Pe pinul 4 va fi disponibilă o tensiune de cca 7,15 V, bine termostabilizată, care se va diviza corespunzător. Cei trei pini indicați mai sus sînt valabili pentru capsula TO100. Deoarece se folosește numai etajul de Uref., pentru această aplicație sînt bune și circuite integrate cu etajele de protecție defecte.

Sursa de alimentare a vobulatorului va fi de tip simetric, ±12 V/100 mA, stabilizată parametric sau prin intermediul a două stabilizatoare de tensiune de tipul βA723 sau ROB723.

Reglaje. Precizăm că de corectitudinea efectuării operațiilor de reglaj depinde buna funcționare a vobulatorului. Este indicat ca aceste reglaje să fie făcute de electroniști cu

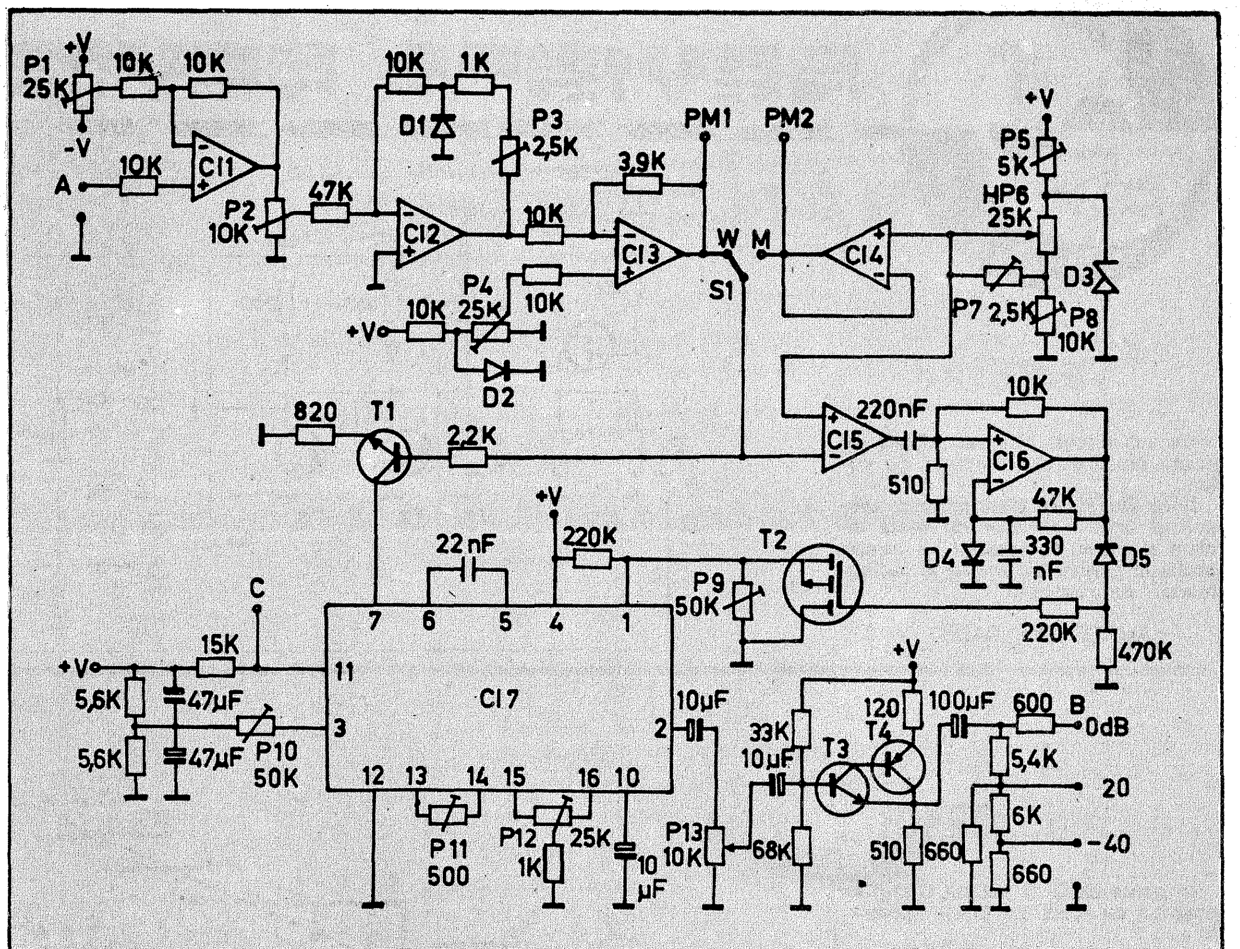


Figura 2

experiență în realizarea și reglarea aparaturii de laborator.

Pentru efectuarea acestor operații sînt necesare un osciloscop cu posibilitatea de măsurare în c.c., un frecvențmetru digital (DFM), o punte de distorsiuni și un voltmetru digital (DVM).

Înainte de efectuarea reglajelor, vobulatorul va fi lăsat sub tensiune cca 30 de minute. De asemenea, înaintea folosirilor curente, va fi lăsat sub tensiune 15 minute.

Succesiunea operațiilor de reglaj este următoarea:

1. Reglarea generatorului de funcții

Se cuplează osciloscopul și puntea de distorsiuni la extremitatea superioară a potențiometrului P13 și DFM în pinul 11 al CI7. Se înlocuiește temporar joncțiunea CE a tranzistorului T1 cu un potențiometru de 100 kΩ. Se rotește cursorul acestui potențiometru pînă cînd DFM indică 1 000 Hz. Din reglajul adecvat al componentelor cuplate la pinii 3, 13, 14, 15 și 16, va trebui să se obțină o tensiune de ieșire sinusoidală de 5,6 Vv.v., cu un coeficient de distorsiuni de aproximativ 0,5%. Se cuplează osciloscopul și puntea de distorsiuni la ieșirea de 0 dB a amplificatorului de curent. Potențiometrul P13 va avea cursorul în poziția maximă de sus. Se tatonează valorile rezistențelor de polarizare a tranzistorului T3 în jurul valorilor indicate, pentru conservarea coeficientului de distorsiune armonică obținut la ieșirea generatorului de funcții. Prin rotirea cursorului potențiometrului din circuitul pinului 7, se verifică dacă coeficientul de distorsiune armonică rămîne sub 1% pentru orice frecvență din domeniul 20—20 000 Hz și dacă amplitudinea rămîne perfect constantă.

Se deconectează potențiometrul din circuitul pinului 7, cuplînd în acest punct colectorul lui T1.

2. Reglarea etajului de referință (MARKER)

Se cuplează DFM în circuitul pinului 11 al CI7, DVM în PM2 și osciloscopul la ieșirea de 0 dB. Comutatorul S1 se trece în poziția M. Se acționează helipotențiometrul HP6 pînă cînd cursorul va fi în poziția limită de jos (spre P8). Se reglează P8 (care fixează limita inferioară a domeniului vobulat) pînă se va citi pe DFM frecvența de 20 Hz. Se acționează HP6 pînă cînd cursorul se va afla în poziția limită de sus (spre P5). Se reglează P5 (care fixează limita superioară a domeniului vobulat) pentru a citi pe DFM frecvența de 20 000 Hz. Se poziționează HP6 la jumătatea cursei și se reglează P7 pînă cînd DFM va indica 630 Hz. Această valoare corespunde mediei geometrice a domeniului 20—20 000 Hz sau, altfel spus, frecvența situată la mijlocul celor zece octave acoperite de vobulator. Din considerente practice, P7 poate fi reglat pînă la citirea pe DFM a frecvenței de 1 kHz, deoarece aceasta este referința de frecvență mai des folosită. Celor trei poziții ale cursorului HP6 (sus, mijloc, jos) le corespund pe DVM următoarele valori: 2,1 V; 0,65 V; 0,5 V.

3. Reglarea părții de baleiaj

Se trece comutatorul S1 în poziția W și se conectează osciloscopul la care se atașează vobulatorul în punctul PM1. Semnalul de baleiaj de la baza de timp a osciloscopului conectat în PM1 se aplică în punctul A (intrarea în vobulator). În acest fel se asigură vizualizarea tensiunii logaritmic-variabilă pe ecranul osciloscopului. Deoarece semnalul de baleiaj provine de la același osciloscop pe care se face vizualizarea în PM1, comutatorul bazei de timp nu influențează imaginea afișată. Vor fi preferați totuși timpi de baleiaj care să asigure afișarea tensiunii logaritmate sub forma unei curbe continue și nu a unui punct care să descrie această curbă.

Reglarea propriu-zisă constă în asigurarea compatibilității tensiunilor de control în punctele PM1 și PM2. Deși acest reglaj este foarte important pentru funcționarea corectă a vobuloscopului, se dau numai indicații principiale, deoarece reglajele detaliate depind de nivelul de axare a semnalului disponibil la ieșirea bazei de timp a osciloscopului la care se atașează vobulatorul.

Se trece comutatorul AC/DC al osciloscopului pe poziția DC, iar comutatorul atenuatorului de la intra-

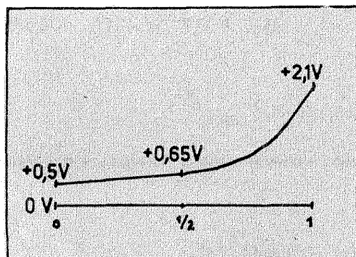


Fig.3

rea Y se fixează pe poziția de 0,5 V/div. Din reglajul succesiv al lui P1, P2, P3 și P4 se vor obține pe ecranul osciloscopului curba și valorile indicate în figura 3. Dacă s-a înțeles modul de funcționare a vobulatorului, succesiunea operațiilor de reglaj va fi ușor dedusă și aplicată pentru fiecare caz în parte. În final se verifică compatibilitatea tensiunilor în punctele PM1 și PM2, prin legarea directă a punctului B la intrarea Y a osciloscopului. Prin rotirea lui HP6 de la o extremitate la alta, trebuie să se observe markerul deplasîndu-se pe anvelopa semnalului de audiofrecvență, de la o extremitate la alta a ecranului; la jumătatea cursei lui HP6, markerul va fi vizibil la jumătatea ecranului. Înălțimea markerului se reglează din P9.

Observații. Pentru a nu complica realizarea acestui vobulator, nu se aplică o conversie frecvență-c.c. la ieșirea dispozitivului analizat. În acest fel este posibilă și efectuarea unor observații utile asupra unor distorsiuni de supramodulație sau de fază.

Dar, datorită lipsei acestui convertor, markerul apare la frecvențe joase ca o perturbație pe traseul sinusoidei; la frecvențe medii și înalte, markerul apare însă normal, situat pe anvelopa semnalului. Pentru evaluarea amplitudinii diferitelor frecvențe se apelează la o metodă simplă, folosită și la unele aparate de construcție industrială. Este vorba de realizarea unor „măști" confecționate din plexiglas sau acetophan, gradate în dB; ele se fixează deasupra ecranului tubului catodic.

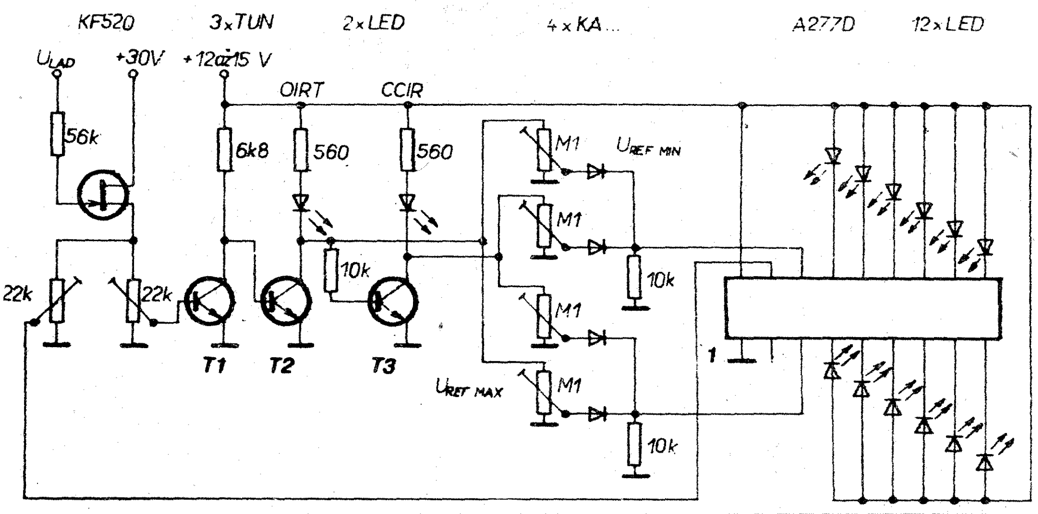
REVISTA REVISTELOR

VU-METRU

Cu un circuit integrat A277D se poate construi un indicator de volum.

Semnalul de la discriminator este aplicat unui tranzistor cu efect de cîmp și din sursa acestuia se culege excitația pentru VU-metru și indicatoarele de standard.

AMATÉRSKÉ RADIO, 7/1988

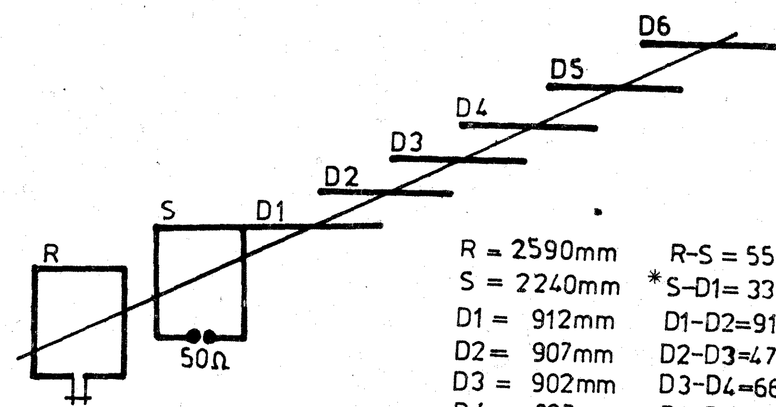


ANTENĂ QUAGI

În gama de 2 m antena Quagi se prezintă cu rezultate foarte apreciabile.

Cu datele din desen se obțin un cîștig de 12—14 dB, un raport față/spate de 21 dB și un coeficient de undă reflectată de 1/1 — 1/12.

RADIOTECHNIKA, 3/1988



R = 2590mm	R-S = 555mm
S = 2240mm	*S-D1= 335mm
D1 = 912mm	D1-D2=910mm
D2 = 907mm	D2-D3=470mm
D3 = 902mm	D3-D4=663mm
D4 = 897mm	D4-D5=663mm
D5 = 892mm	D5-D6=663mm
D6 = 887mm	

GENERATOR

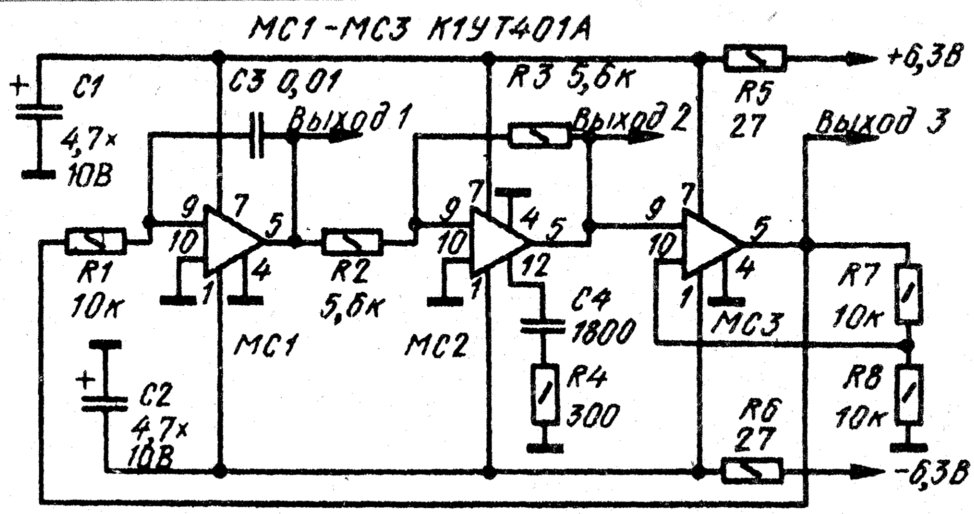
Cu trei circuite integrate de tip K1YT401A se poate construi un generator ce debitează semnal în dinte de ferăstrău și semnal dreptunghiular.

Formele și frecvența acestor semnale sînt dictate de componentele RC din schemă. Frecvența maximă ce se poate obține este de 500 kHz.

Cu elementele figurate semnalul debitat este de 7,5 kHz.

Alimentarea se face cu tensiune de 6,3 V.

RADIO, 11/1976



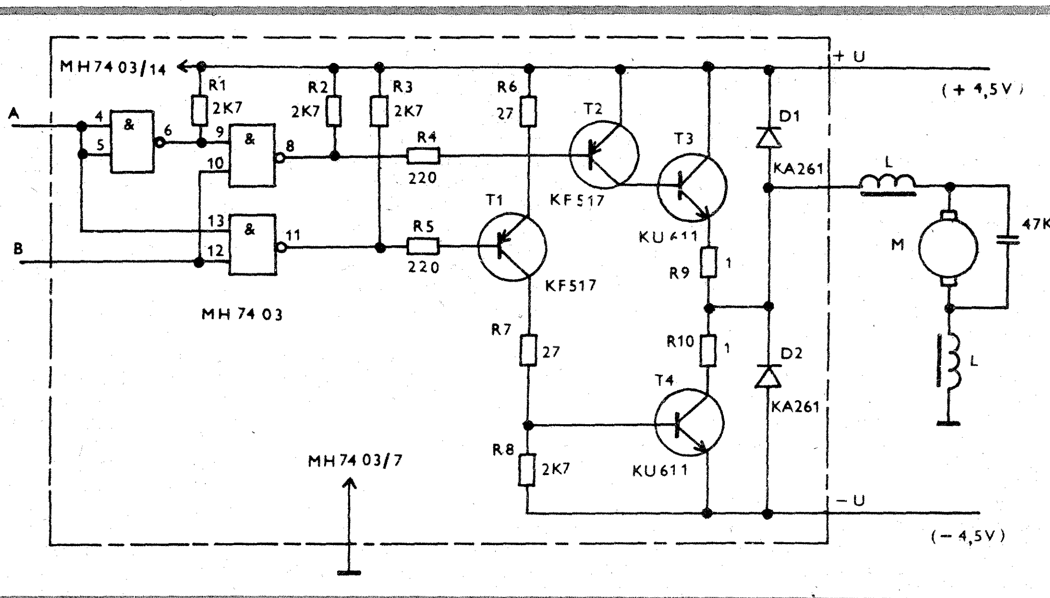
COMANDĂ

Comanda motorului unor micromodele se poate obține după schema logică alăturată.

Pe intrările A și B se aplică nivel 0 sau 1 și în funcție de aceste combinații se obține stop sau unul din sensurile de rotire ale motorului.

A	B	MOTOR
0	0	0
1	0	0
0	1	+
1	1	—

VTM, 17/1983



ELECTROAPARATAJ



Întreprinderea Electroaparataj oferă beneficiarilor interni şi externi următoarea gamă de produse:

— întrerupătoare automate în carcasă izolantă 10...1 000 A;
— întrerupătoare automate 1 000...4 000 A;
— întrerupătoare automate monopolare 0,5...32 A;
— contactoare de c.c. şi de c.a. 6...630 A;
— demaroare;
— electromagneţi de c.c. şi c.a.;
— microîntrerupătoare;
— detectoare de proximitate;
— siguranţe automate.

Caracteristica	UM	IL 25	IL 63	IL 100	IL 250
Tensiunea nominală de utilizare	V c.a.	pînă la 660			
Curenţii de reglaj ai declanşatoarelor	A	0,4÷25	25÷63	2,5÷100	63÷250
Domeniul de reglaj al declanşatoarelor termice	A	(0,67÷1)Ir		(0,8÷1)Ir	
Frecvenţa de conectare	con/h	30			
Capacitatea de rupere la 380 V	kA	15 cosφ=0,3	25 cosφ=0,25	30 cosφ=0,2	40 cosφ=0,2

Sînt utilizate pentru protecţia instalaţiilor electrice industriale unde pot apărea curenţi mari de scurtcircuit.

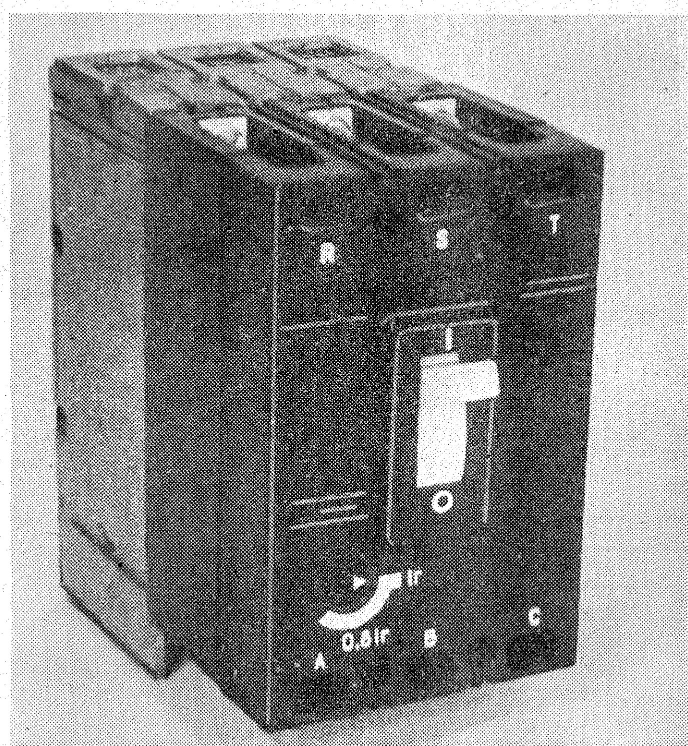
CARACTERISTICI TEHNICE

Aparatele sînt în execuţie fixă, cu legături faţă şi pot fi echipate cu:

— contacte auxiliare;
— dispozitiv de tensiune minimă;
— dispozitiv de declanşare (numai pentru variantele de 100 şi 250 A).

Faţă de echipamentul clasic, produsele au capacitate de rupere foarte mare datorită efectului limitativ al curentului de scurtcircuit, putînd fi utilizate în instalaţii electrice cu curenţi de scurtcircuit mari.

ÎNTRERUPĂTOARE AUTOMATE CU BLOC DE LIMITARE TIP IL 25A, IL 63A, IL 100A ŞI IL 250A



Pentru informaţii suplimentare adresaţi-vă la Întreprinderea ELECTROAPARATAJ — Bucureşti, Bd Marelui Stadion nr. 3—5, sector 2, cod 73309, telefon 53 54 30, telex 11692 elapar — r.

T SERVICE

VLAD MOISE — Constanța
Montați un stabilizator de tensiune de tipul celor din alimentatoare cu tranzistor serie.

HALIP TRAIAN — jud. Suceava
Adresați-vă la o cooperativă de reparații din Suceava

NICOLAE IVAN — Brăila
Vom reveni asupra modernizării unor tipuri de televizoare (înlocuirea unor piese și componente).

MURGULEȚ MIHAI — Bacău
Nu deținem datele circuitelor și modulelor la care vă referiți.

MARE VASILE — Arad
Recepția TV se va îmbunătăți dacă o să construiți antene de mare eficiență la care să atașați și un amplificator.

Amplificatorul P49766 este un produs industrial ce poate fi procurat din comerț.

Tranzistorul BF509 este de tip pnp și se polarizează cu minus pe colector.

GUȚA ALEXANDRU — Timișoara
Un convertor 14/3,5 MHz este în principiu asemănător cu cel realizat de dv. 21/3,5 MHz.

Dacă aveți un cuarț de 10,5 MHz sau chiar 10,7 MHz (provenit din filtre), construiți oscilatorul și, printr-o mică extensie a scalei receptorului de bază, reușiți să recepționați și banda de 20 m.

STĂNESCU GH. — Craiova
Se poate folosi capul magnetic de la casetofonul MK135.

ARITON DANIEL — jud. Iași
După preamplificatorul pentru cap magnetic urmează etajul corector de ton și de aici se stabilește caracteristica de frecvență dorită.

Preamplificatorul de la „Corina" se poate cupla direct la egalizorul grafic.

Nu deținem adresa firmei la care vă referiți.

ANGALIȚĂ ALIN — Deva
Ascultați cu o cască semnalul la intrarea și la ieșirea circuitului și stabiliți unde apare distorsionarea.

MUCUȚA GH. — Brăila
Un specialist poate stabili dacă transformatorul de linii este defect; dacă este defect imaginea apare întunecată.

În blocul UUS trebuie modificate bobinele și apoi reacordate circuitele (operație dificilă fără instrumente adecvate).

IOVĂNICĂ MIREL — Tg. Jiu
Uzura capului magnetic produce și micșorarea nivelului de înregistrare.

MUNTEANU ION — București
Șos. Giurgiului 79—101, bl. F, ap. 144, oferă colecția „Tehnium" 1970—1988.

BIDILICĂ COSTEL — jud. Argeș
În televizor se pare că s-a desfăcut un fir între transformator și bobinele de deflexie.

La încărcarea acumulatorului nu trebuie să dați mai mult de 7 A. Puntea redresoare se montează pe un radiator de căldură.

TRANDAFIR GHEORGHIȚĂ — Gh. Gheorghiu-Dej
Legătura între antenă și televizor se poate face cu cablu de 75Ω sau 50 Ω.

Despre construcția amplificatoarelor de antenă găsiți date în rubrica TV-Dx.

KALLÓ TIBERIU — Buzău
Componentele la care vă referiți pot fi înlocuite în televizor la reprezentanța „Electronica" din localitatea dv.

CREȚIU PETRU — jud. Bihor
Construiți un sistem de antene publicat (care a fost experimentat).

Tranzistorul se verifică montat într-un amplificator. Condensatorul C4 poate fi de 3,9 pF.

FULGA NICOLAE — București
Neavînd instrumente de măsură pentru depanare, apelați la serviciile unei cooperative. Nu este permisă construcția unui pilon fără o autorizație.

IENEI ȘTEFAN — Tîrnăveni
Secundarul transformatorului este conectat în circuitul tranzistorului T3. Sarcina comandată este de 600 W.

ARMEAN HORIA — Sibiu
Nu posedăm schema solicitată.

I. M.

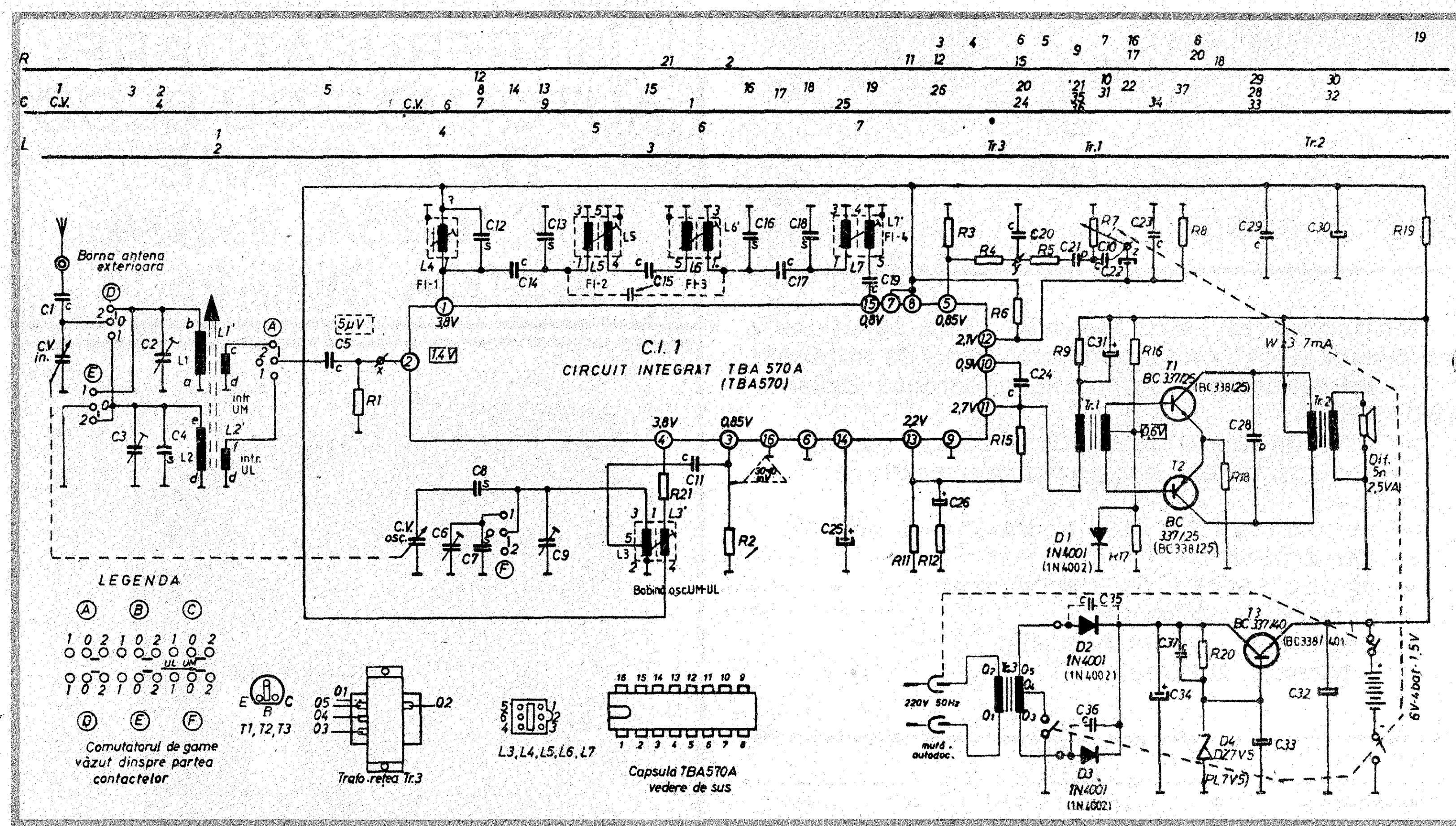
Cu ocazia Anului Nou 1989, colectivul redacțional al revistei „Tehnium" urează colaboratorilor și cititorilor săi, multă sănătate, fericire,

La mulți ani !

DUO-RS1210

NEDELCU VASILE
Radioreceptorul DUO-RS1210 lucrează în gama undelor lungi și medii, avînd ca element principal un circuit TBA570.

Amplificatorul de putere audio este format din două tranzistoare, cuplajul fiind prin transformatoare. Alimentarea se face de la rețea sau baterii cu 6 V.



Redactor-șef: ing. IOAN ALBESCU
Redactor-șef adj.: prof. GHEORGHE BADEA
Secretar responsabil de redacție: ing. ILIE MIHĂESCU
Redactor responsabil de număr: fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU

Administrația Editura Scînteia

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic «Casa Scînteii»